

**BEITRÄGE ZUM ENTWURF VON
VIELKANALOSZILLATOREN
MINIMALER KANALUMSCHALTZEIT**

von

Dirk Hinrichs

Erlangen 1981

1981 #217



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546222_0023

BEITRÄGE ZUM ENTWURF VON VIELKANALOSZILLATOREN MINIMALER KANALUMSCHALTZEIT

Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen - Nürnberg
zur Erlangung des Grades

Doktor - Ingenieur

vorgelegt von

Dirk Hinrichs

Erlangen 1981



Als Dissertation genehmigt von der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen - Nürnberg.

Tag der Einreichung: 16.2.1981

Tag der Promotion : 10.4.1981

Dekan : Prof.Dr.-Ing. H. Niemann

Berichterstatter : Prof.Dr.-Ing. M. Brunk
Prof.Dr.-Ing. H. Brand

Herrn Professor Dr.-Ing. M. Brunk gebührt mein Dank für die interessante Aufgabenstellung, für seine ständige Gesprächsbereitschaft, für seine zahlreichen Anregungen und Vorschläge zur Lösung der Probleme und für seine Hilfen bei der Niederschrift der Ergebnisse.

Herrn Prof.Dr.-Ing. H. Brand danke ich für sein Interesse an der Abhandlung.

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen	1
1. Einleitung	5
2. Allgemeine Grundlagen	8
2.1 Beschreibung des Vielkanaloszillators	8
2.2 Differenzfrequentes Basisbandmodell und Übertragungsfunktion des Systems 3. Ordnung	15
2.3 Sprungantwort und Einlaufzeit	21
3. Störverhalten des Regelkreises	28
3.1 Beschreibung der Störgrößen	28
3.2 Systemantwort auf deterministische Störer und Definition von T_0	32
4. Optimierung des Regelkreises 3. Ordnung	37
4.1 Dimensionierungsmöglichkeiten des Kreises 3. Ordnung	37
4.2 Minimierung der Einlaufzeit unter Be- rücksichtigung der Störbefreiung	43
4.3 Näherungslösung und Optimaldimensionie- rung	48
5. Meßaufbau	61
5.1 Möglichkeiten und Grenzen der Frequenz- messung	61
5.2 Zeitintervallmessung	66
5.3 Der Meßaufbau	70
6. Erweiterung des regelungstechnischen Modells eines Vielkanaloszillators	75
6.1 Der digitale Phasendiskriminator	75

6.2	Der programmierbare Frequenzteiler und Kompensation des Einflusses des Teilerfaktors auf die statische Re- gelsteilheit	88
7.	Gekoppelte Systeme	92
7.1	Verschiedene Realisierungsmöglichkeiten	92
7.2	Die digitale Mischstufe	96
7.3	Übertragungsfunktion und Sprungantwort des gekoppelten Systems	102
7.4	Entwurf mehrstufiger Vielkanal- oszillatoren und Vergleich mit der einstufigen Anordnung	107
8.	Zusammenfassung	117
9.	Literaturverzeichnis	119

Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen

A, A^*	Vorfaktor der Sprungantwort im Zeitbereich
B	Koeffizienten der Potenzreihenentwicklung
C_1	Konstante der nichtlinearen Verstärker
$\underline{C}_m$	komplexer Fourierkoeffizient
D	Dämpfungsfaktor
$F(s), F_n(s)$	Übertragungsfunktion des Schleifenfilters
f_1	Signalfrequenz
f_q	Frequenz des Meßoszillators
G	Funktionsgenerator
$G_O(s), G_{On}(s)$	Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises
$G(s), G_n(s)$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises
$IG1, IG2$	Impulsgeneratoren
K	Kreisverstärkung des PLL
K_T, K_{Tn}	Kehrwert des Frequenzteilerfaktors
K_O	Oszillatorempfindlichkeit
K_φ	Diskriminatorsteilheit
K, L, M, N	Frequenzteilerfaktoren; Anzahl von Perioden
PD	Phasendiskriminator
$PD \text{ m } SZ$	Phasendiskriminator mit sägezahnförmiger Kennlinie
$PD \text{ m } SZH$	Phasendiskriminator mit sägezahnförmiger Kennlinie und Hysterese
PFT	Programmierbarer Frequenzteiler
$R_u(\tau)$	Autokorrelierte von $u_{ST}(t)$
$R_\varphi(\tau)$	Autokorrelierte von $\varphi(t)$

$\text{Res}_{m,n}$	Residuen der Übertragungsfunktion
SGO	Spannungsgesteuerter Oszillator
(SNR)	Verhältnis Signal- zu Geräuschamplitude
$S_u(\omega)$	Fouriertransformierte von R_u
$S_\varphi(\omega)$	Fouriertransformierte von R_φ
$s_n(t)$	Impulsfolge
s_m	reelle Fourierkoeffizienten
$s_{\infty n}, (sT_{11})_{\infty n}$	Pol der Übertragungsfunktion
TOR	Torschaltung
TP	Tiefpaß
T_A	Periodendauer der Ausgangsfrequenz
T_K	Periodendauer der Kanalarasterfrequenz
T_R	Periodendauer der Referenzfrequenz
T_{Nn}	Abtastzeitpunkt
T_v	Zeitverzögerung
T_O, T_{nO}	Maß für die Störbefreiung
T_1, T_{n1}	Zeitkonstante des PI-Gliedes
T_2, T_{n2}	Zeitkonstante des RC-Tiefpasses
t	Zeitgröße
t_m, t_{mn}	Meßzeitdauer
t_n	Zeitpunkte
$\hat{U}_O$	Scheitelspannung des Phasendiskriminator PD m SZH
$\overline{U}_O$	Mittelwert der PD-Ausgangsspannung
$u_O(t)$	Spannung am PD-Ausgang

$u_1(t)$	Spannung am Ausgang des RC-Tiefpasses
$\overline{u_1(t)}$	Mittelwert der Spannung am Ausgang des RC-Tiefpasses
$u_3(t)$	Spannung am Ausgang des PI-Gliedes
$u_4(t)$	Spannung am Ausgang des nichtlinearen Verstärkers
$u_{ST}(t)$	Störspannung am PD-Ausgang
VZ	Verzögerungselement
x	Quotient aus Referenz- und Kanalarasterfrequenz
Y(s)	Sprungantwort gekoppelter Kreise im Laplace-Bereich
y(t)	Sprungantwort gekoppelter Kreise im Zeitbereich
z	Ganzzahliger Rest der Division der Ausgangs- durch die Referenzfrequenz
$\delta_O(\omega)$	Impuls im Spektralbereich
ε	Schranke zur Bestimmung der Einlaufzeit
$\kappa, \kappa', \kappa_P, \kappa_R, \kappa_S$	Meßungenauigkeit
σ_1, σ_2	reeller Pol der Übertragungsfunktion 3. Grades
σ_φ	Streuung von φ
σ_φ^2	Varianz von φ
τ	Impulsbreite
$\tau(t)$	Pulsdauermodulierendes Signal
ϕ	Phase
$\phi_1, \phi_R, \phi_{Rn}$	Referenzphase
ϕ_A, ϕ_H, ϕ_1	Ausgangsphase

φ	Niederfrequente Differenzphase
φ'	Hochfrequente Differenzphase
φ_T	Phasendifferenz nach digitaler Verarbeitung
$\overline{\varphi(t)}$	Mittelwert der Differenzphase
Ω	Kreisfrequenz
Ω_A, Ω_2	Ausgangsfrequenz des Vielkanaloszillators
Ω_H	Ausgangsfrequenz des Nebenkreises
Ω_K	Kanalrasterfrequenz
$\Omega_R, \Omega_{Rn}, \Omega_O, \Omega_1$	Referenzfrequenz
Ω_{ST}	Frequenz des deterministischen Störers
$\Omega'_{2O}, \Omega_{HO}, \Omega_{AO}$	Freilauffrequenz des SGO
ω	Frequenzabweichung im Basisbandmodell
ω_s	Statische Regelsteilheit
ω_O, ω_{On}	Eigenfrequenz des Regelkreises 3. Grades
$\Delta\Omega$	Abweichung zwischen Soll- und Freilauffrequenz
$\Delta\Omega_1$	Reduzierter Eingangsfrequenzsprung
$\Delta\Omega_2$	Ausgangsfrequenz des Basisbandmodells

1. EINLEITUNG

Der zunehmende Bedarf an hochfrequenten Übertragungskanälen für Sprache und Musik, Daten und bewegliche Bilder zwingt einerseits zu einer Erschließung neuer Frequenzbereiche und andererseits zu ökonomischer Nutzung der gegenwärtig nutzbaren Frequenzbänder.

Ein Weg zur Erreichung dieses Zieles ist eine Reduzierung der Übertragungsbandbreite. Damit gewinnt man zusätzliche Kanäle. Eine zweite Möglichkeit ist eine bessere zeitliche Nutzung der vorhandenen Kanäle. Letzteres soll anhand der beweglichen Funkdienste erläutert werden. Statt jedem Teilnehmer eigene Sende- und Empfangsfrequenzen zuzuteilen - dabei ist die Teilnehmerhöchstzahl sehr gering -, wird wie im Fernsprechdienst einer Anzahl von Sprechstellen ein Bündel von Frequenzen zugeordnet. Da nicht von allen Apparaten gleichzeitig eine Verbindung gewünscht wird, kann die Kanalzahl gegenüber der Zahl der Anschlüsse nach statistischen Überlegungen drastisch verringert werden. Daraus ergibt sich eine Reihe von Forderungen an die Sende- und Empfangseinrichtung: Hohe Stabilität und spektrale Reinheit der Träger und kurze Umschaltzeiten bei Wechseln des Kanals kennzeichnen die Frequenzaufbereitungsschaltungen.

Bei älteren Geräten war es üblich, jede Betriebsfrequenz durch eine gesonderte Schaltung zu erzeugen. In den letzten Jahren wurde eine Vielzahl von Schaltungen zur Frequenzaufbereitung vorgeschlagen, die man unter dem Begriff Synthesizer zusammenfassen kann. Dabei wird die einstellbare Ausgangsfrequenz von einer festen Referenz abgeleitet. Bei der direkten Frequenzsynthese geschieht dies durch Vervielfachung, Teilung, Mischung und Filterung. Das Verfahren löste das Konzept mit Einzelschaltungen ab.

Eine weitere Möglichkeit bietet die indirekte Frequenzsynthese. Hier wird ein frei laufender Oszillator über eine Regelschaltung an eine quarzstabile Referenz angebunden.

Das Prinzip geht auf H. de Bellescise zurück, der 1932 in dem Artikel 'La Reception Synchrone' als erster eine Phasenregelung beschrieben hat [37]. Andere Bezeichnungen sind Automatic-Phase-Control (APC), Phase-Locked Loop (PLL) oder Nachlaufsynchronisation.

Vielkanaloszillatoren nach dem Prinzip der indirekten Frequenzsynthese findet man heute in vielen Bereichen der Nachrichtentechnik. Bei den bereits erwähnten beweglichen Funkdiensten ebenso wie in der Konsumelektronik (Rundfunk und Fernsehen).

In der vorliegenden Arbeit wird ein allgemeines Ersatzmodell im Basisband entwickelt und die Reaktion auf sprungförmige Änderungen im Kreis beschrieben. Dazu werden im 2. Kapitel die einzelnen Baugruppen des Vielkanaloszillators vorgestellt und mit Hilfe der Laplace-Transformation des geschlossenen Regelkreises Sprungantworten berechnet.

Im Kapitel 3 wird aus dem Störverhalten ein Optimierungskriterium für den Schaltungsentwurf hergeleitet. Dazu werden die deterministischen Störer, die die verschiedenen Phasendiskriminatoren erzeugen, beschrieben sowie die Reaktion des Kreises darauf ermittelt. Aus der Systemantwort wird ein Maß für die Störbefreiung definiert, das im folgenden Kapitel bei der Minimierung der Einlaufzeit der Phasenregelschleife nach einem Frequenzwechsel als Optimierungsparameter eingeht.

Es wird eine Optimaldimensionierung gefunden und es wird gezeigt, daß eine einfache Näherungslösung ebenfalls zu dem Optimum führt. Anhand von Messungen wird das Ergebnis überprüft und bestätigt. Zur meßtechnischen Ermittlung der Sprungantwort auf einen Frequenzsprung wird eine hochgenaue Messung der Momentanfrequenz gefordert. Es werden Möglichkeiten und Grenzen der Genauigkeit einer Frequenzmessung aufgezeigt und es wird eine Meßanordnung vorgestellt, mit der es möglich ist, Einschwingvorgänge "punktuell" mit einem Fehler von $4 \cdot 10^{-7}$ auszumessen.

Im folgenden Abschnitt wird zur Kompensation des nicht-linearen Blockes "programmierbarer Frequenzteiler" ein Verstärker mit inverser Kennlinie berechnet und außerdem eine Erweiterung des linearen Basisbandmodelles für schnelle Regelkreise mit digitalem Frequenzteiler und Phasendiskriminator vorgestellt. Die in der Literatur vorgeschlagene Beschreibung des Frequenzteilers mit einer zusätzlichen Laufzeit konnte nicht bestätigt werden. Der digitale Phasendiskriminator wird als nichtlineares Modell beschrieben, und es werden die Grenzen für eine Linearisierung aufgezeigt. Das Ersatzmodell wurde durch Simulation an einem Rechner und begleitende Messungen bestätigt.

Es bleibt noch die Erweiterung des Vielkanaloszillators auf mehrstufige Regelkreise. Im letzten Kapitel werden Gründe für die Erweiterung angegeben. Es wird das Koppel-element - eine Mischstufe - als Verbindungselement der Regelkreise in digitaler Realisierung vorgestellt. Dabei werden insbesondere die zusätzlichen Störanteile im Ausgangssignal des Oszillators behandelt, die bei Verwendung des digital aufgebauten Mischers entstehen. Für eine spezielle Anordnung einer zweistufigen Schaltung wird die Laplace-Transformierte der Übertragungsfunktion aufgestellt und eine numerische Auswertung durchgeführt. Die Ergebnisse werden mit denen der einfachen Anordnung verglichen und eine Abschätzung der möglichen Verbesserung vorgenommen.

2. ALLGEMEINE GRUNDLAGEN

2.1 Beschreibung des Vielkanaloszillators

Die Grundkomponenten der in dieser Arbeit untersuchten Regelschaltung sind in Bild 2.1 dargestellt. Ein quartzgenauer Generator G erzeugt die Regelfrequenz Ω_1 des Vielkanaloszillators. Sie ist im allgemeinen die Differenz zweier benachbarter Ausgangsfrequenzen - der Kanalabstand oder das Kanalraster. Der Phasendiskriminator PD, das Schleifenfilter TP, der spannungsgesteuerte Oszillator SGO und der programmierbare Frequenzteiler PFT bilden den Phasenregelkreis.

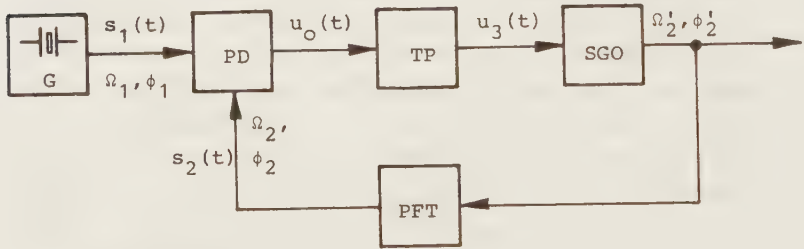


Bild 2.1: Blockschaltbild des Vielkanaloszillators

In Kapitel 7 wird diese Anordnung um einen Mischer erweitert.

Im Phasendiskriminator wird das Ausgangssignal des PFT mit dem des Generators verglichen. Die Phasendifferenz ist stets mit 2π periodisch und damit die Diskriminator-kennlinie periodisch nichtlinear.

Die Kennlinien vier verschiedener Phasendiskriminatoren sind in Bild 2.2 für gleiche Empfindlichkeit, d.h. die

Steigung der Kennlinien im Nullpunkt des Diagramms sind gleich, zusammengestellt.

Im Rahmen dieser Arbeit werden nur "digitale" Diskriminatoren verwendet. Sie bestehen aus Gattern und/oder Flip-Flops und einer Pegelwandlung. Bei einem PD mit sinusförmiger Kennlinie, z.B. mit einem Multiplizierer realisiert, und dem mit dreieckförmiger Kennlinie - eine Exklusiv-Oder-Schaltung - ist der lineare Bereich in den meisten Fällen zu gering. Aus diesem Grund werden sie hier nicht behandelt.

Kennlinien:

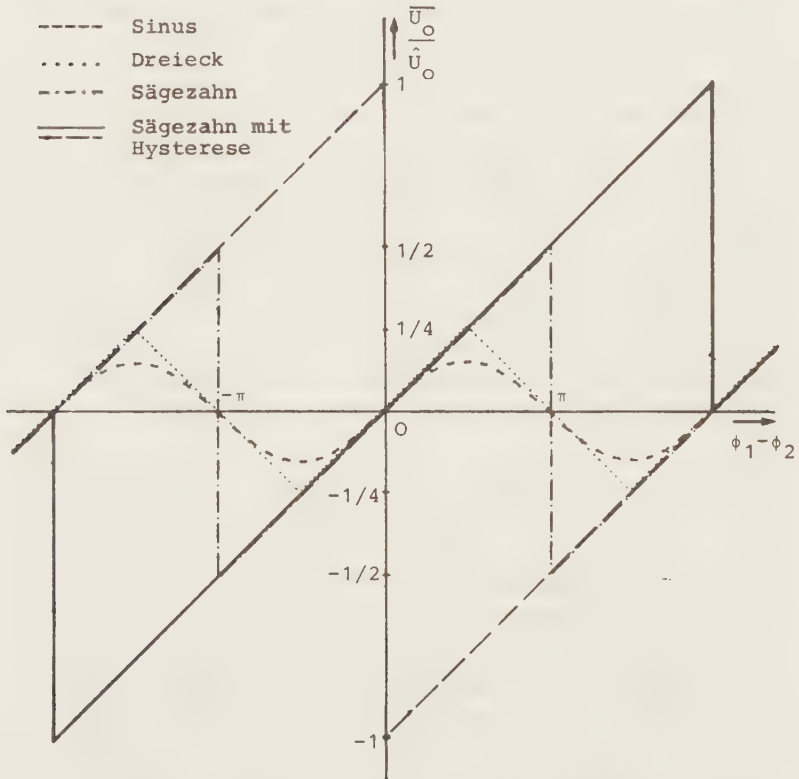


Bild 2.2: Kennlinien verschiedener digitaler Phasendiskriminatoren mit gleichem K_ϕ

Für die beiden Phasendiskriminatoren, deren Kennlinien darüber hinaus in Bild 2.2 dargestellt sind, besteht ein ausreichend großer linearer Zusammenhang zwischen der Regelspannung und der Phasendifferenz.

$$u_0 = K_\varphi (\phi_1 - \phi_2) = K_\varphi \varphi \quad (2.1)$$

Es gilt die Voraussetzung, daß $|\varphi| \leq \pi$ bez. 2π ist. Diese im Rahmen der Arbeit verwendeten Diskriminatoren sind in Bild 2.3 tabellarisch beschrieben.

Der sägezahnförmige PD besteht aus einem Flip-Flop mit flankengesteuerten Eingängen S und R und einer nachgeschalteten Pegelwandlung PW, die den logischen Größen "H" und "L" die Spannungen $+\hat{U}_0/2$ und $-\hat{U}_0/2$ zuordnet. Die Kennlinie beschreibt den Mittelwert der Diskriminatorspannung. Für eine Phasenverschiebung um π zwischen Referenz- und Teilersignal wird $u_0(t)$ mittelwertfrei. Im weiteren wird in diesem Fall $\varphi=0$ angenommen, d.h. es wird - wie üblich - Gegenphasigkeit vorausgesetzt. Neben dem gewünschten Signal $\overline{U}_0$ im Basisband enthält das PD-Ausgangssignal im synchronisierten Zustand, d.h. bei gleichfrequenten Eingangssignalen, einen hochfrequenten Störanteil, eine Rechteckspannung der Frequenz Ω_1 . Auf diese Größe wird im Kapitel 3 näher eingegangen.

Für den Phasendiskriminator mit sägezahnförmiger Kennlinie und Hysterese (PD m SZH) werden zwei rückgekoppelte D-Flip-Flops mit flankengesteuertem Takt- und Rücksetzeingang verwendet. Eine genaue Beschreibung der Wirkungsweise des Phasendiskriminators (PD m SHZ) findet sich in [1,9]. Es sei an dieser Stelle nur auf drei Punkte hingewiesen: Der lineare Bereich der Gesamtkennlinie erstreckt sich über zwei Perioden. Läßt man φ über $+2\pi$ bez. über -2π hinauslaufen, so springt der Mittelwert der Ausgangsspannung jeweils auf 0 zurück, um dann wieder

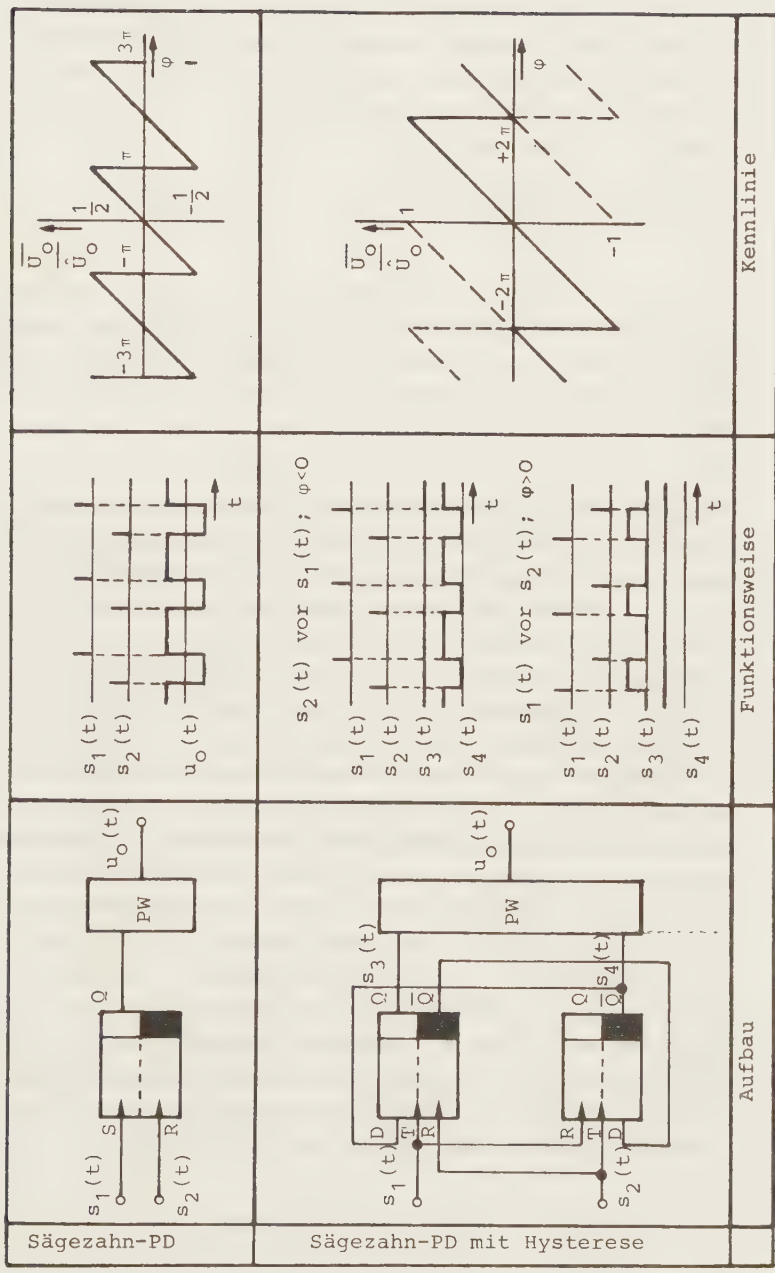


Bild 2.3: Phasendiskriminator mit sägezahnförmiger Kennlinie mit und ohne Hysterese

anzusteigen bzw. abzufallen. Durch die so entstehende Hysterese ist die Kennlinie wiederum in 2π periodisch. Bei positiver Differenzfrequenz $\omega = \Omega_1 - \Omega_2$ ist der Mittelwert der Ausgangsspannung immer größer Null bzw. bei negativer Differenzfrequenz kleiner Null. Es gilt für den nichtsynchronisierten Fall

$$\overline{u_0(t)} = \frac{1}{2} \hat{u}_0 \text{sign}(\omega) \quad (2.2)$$

Der PD besitzt also zusätzlich die Eigenschaft eines Frequenzdiskriminators. Bei gleichfrequenten Eingangssignalen wird neben der Regelspannung ein Störanteil mit der Frequenz Ω_1 erzeugt, der ebenfalls in Kapitel 3 näher beschrieben wird.

In der Literatur findet man eine Reihe weiterer Phasendiskriminatoren, deren Kennlinien von den bisher beschriebenen abweichen. Es wird in [25] eine Schaltung vorgeschlagen, die für ein Vielfaches von 2π linear ist und außerhalb dieses Bereiches wie ein Begrenzer wirkt. Phasensprünge treten dann zwar nicht auf, die Einlaufzeit wird aber verlängert. Eine weitere Möglichkeit zur Vergrößerung des linearen Bereiches wird in [26] beschrieben.

Es wird die Frequenz der beiden Eingangssignale durch Vorteiler realisiert. Dies führt zu einer kleineren Vergleichsfrequenz und entsprechend geringerer Kreisverstärkung des Regelkreises. Bei Verwendung dieses PD wird keine Verbesserung des Regelverhaltens erreicht gegenüber der Verwendung der vorher erwähnten Phasendiskriminatoren.

Es sei an dieser Stelle noch eine besondere Variante des Phasendiskriminators mit sägezahnförmiger Charakteristik und Hysterese erwähnt [12, 29]. Die Ausgänge der Flip-Flops steuern zwei in Reihe geschaltete komplementäre MOS-Feldeffekttransistoren an (Bild 2.4).

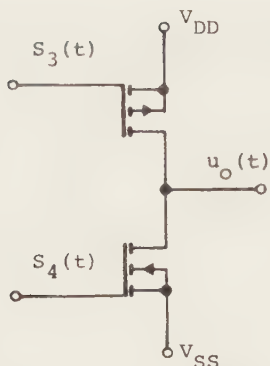


Bild 2.4: Pegelwandlung mit zwei CMOS-Feldeffekttransistoren

Sind beide Flip-Flops im Ruhezustand, d.h. $S_3 \hat{=}$ "L" und $S_4 \hat{=}$ "H", so sperren beide Transistoren. Der Ausgang ist sehr hochohmig ($>1G\Omega$), die Ausgangsspannung "schwimmt". Bei Verwendung dieser Pegelwandlung wird auch mit einem passiven PI-Glied als Schleifenfilter (die Beschreibung erfolgt im nächsten Abschnitt) eine Ausregelung der Differenzphase des PLL zu Null möglich. Damit kann der Nachteil des aktiven Filters aufgrund der sehr großen Gleichspannungsverstärkung - eine kurzfristige Störung kann ihn in den Begrenzungsbereich laufen lassen und eine erneute Synchronisation ist nicht ohne weiteres möglich - umgangen werden, wenn das Filterausgangssignal ebenfalls hochohmig weiterverarbeitet wird.

Dafür muß man aber einen Nachteil in Kauf nehmen: Die angenommene Diskriminatorsteilheit K_ϕ ist nur für einen Ausgangspegel symmetrisch zu V_{DD} und V_{SS} gültig. Ist das Potential verschoben, so nimmt K_ϕ aufgrund der unterschiedlichen Spannungsdifferenzen zu V_{DD} und V_{SS} verschiedene Werte für positive und negative Phasenverstimmungen an. Aus diesem Grund wird dieser Diskriminator nicht berücksichtigt.

Das Schleifenfilter (TP) bestimmt im wesentlichen das regelungstechnische Verhalten des Vielkanaloszillators. Die Struktur eines Tiefpaßnetzwerkes, das nach dem Wienerschen Kriterium als optimal für einen Folgeregler anzusehen ist, findet man in [27]. Es werden zwei PI-Regler hintereinandergeschaltet. Diese Anordnung ist zwar für stochastische Störgrößen optimal, bei sprung- und impulsförmigen Störungen - das ist der Fall beim Umschalten des Vielkanaloszillators - zeigt sie sehr ungünstige Eigenschaften [21].

Man verwendet heute üblicherweise als Schleifenfilter für den PLL einen RC-Tiefpaß 1. Ordnung oder einen aktiven oder passiven PI-Regler [2, 3, 4, 28]. Im Rahmen dieser Arbeit, d.h. für den PLL-Vielkanaloszillator, wird der PI-Regler (auch phase-lag-lead-filter genannt) eingesetzt. Zur Unterdrückung der hochfrequenten Störanteile wird ihm ein RC-Tiefpaß (Zeitkonstante T_2) vorgeschaltet [5]. In Bild 2.5 sind Schaltung, Übertragungsfunktion und Betragsfrequenzgang des RC-Gliedes und der beiden Regler zusammengestellt. Um die günstigen dynamischen Eigenschaften des PI-Gliedes weitgehend zu erhalten, sollte das Verhältnis $\frac{T_2}{T_1} < 0,3$ gewählt werden (vergleiche Kurven konstanter Eigenfrequenzen in Kapitel 4).

Die Ausgangsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators SGO wird durch seine Freilauffrequenz, die anliegende Regelspannung und die Oszillatorempfindlichkeit bestimmt. Im synchronisierten Zustand des PLL ist die SGO-Frequenz ein Vielfaches der Referenzfrequenz. Das Verhältnis - es ist ganzzahlig - wird im programmierbaren Frequenzteiler eingestellt. In Kapitel 6.2 wird der PFT ausführlich behandelt.

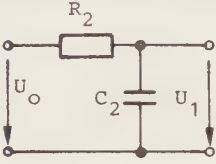
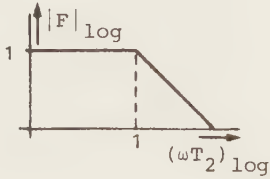
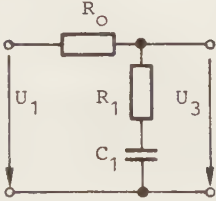
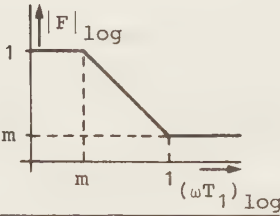
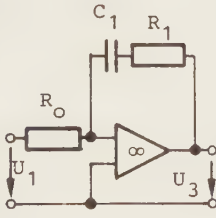
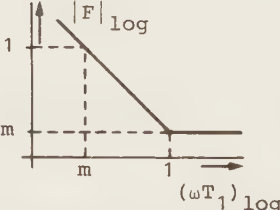
	Schaltung	Übertr.-Fkt.	Bode-Diagramm
RC-Glied		$F(s) = \frac{1}{1+T_2 s}$ $T_2 = R_2 \cdot C_2$	
pass. PI-Netzwerk		$F(s) = \frac{1+T_1 s}{1+\frac{T_1}{m} s}$ $T_1 = R_1 C_1$ $m = \frac{R_1}{R_O + R_1} < 1$	
Aktiver PI-Regler		$F(s) = \frac{1+T_1 s}{\frac{T_1}{m} \cdot s}$ $T_1 = R_1 C_1$ $m = \frac{R_1}{R_O}$	

Bild 2.5: Beschreibung des Schleifenfilters

2.2 Differenzfrequentes Basisbandmodell und Übertragungsfunktion des Regelkreises 3. Ordnung

Im letzten Abschnitt ist der Vielkanaloszillator mit seinen Grundkomponenten beschrieben worden. Führt man folgende Linearisierung durch, so findet man ein hochfrequentes linearisiertes Modell: Am Phasendiskriminator PD werden

keine 2π -Phasensprünge (Slipping Cycles) zugelassen, denn diese verlängern in starkem Maße die Einlaufzeit des Vielkanaloszillators auf eine neue Frequenz nach einem Wechsel. Sie sind unter dem Gesichtspunkt kurzer Einlaufzeiten nicht erwünscht. Die Periodizität des PD ist mit dieser Voraussetzung entfernt, er wird durch einen einfachen Differenzbildner mit nachgeschaltetem Proportionalglied K_φ ersetzt (Bild 2.6).

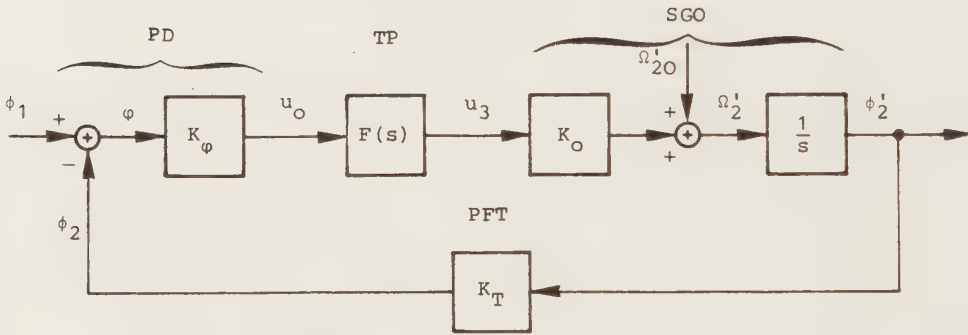


Bild 2.6: Hochfrequentes linearisiertes Modell des Vielkanaloszillators

$$\begin{aligned}\varphi(t) &= \phi_1(t) - \phi_2(t) \\ u_0(t) &= K_\varphi \varphi(t)\end{aligned}\tag{2.3}$$

Das Schleifenfilter wird weiterhin durch seine Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich beschrieben. Der spannungsgesteuerte Oszillator SGO, gekennzeichnet durch Fleilauffrequenz Ω'_{20} und Oszillatorempfindlichkeit K_O , gehorcht folgender linearer Beziehung zwischen steuernder Spannung u_3 und der Ausgangsfrequenz Ω'_2 :

$$\Omega'_2 = \Omega'_{20} + K_O u_3\tag{2.4}$$

Berücksichtigt man den integralen Zusammenhang zwischen Phase ϕ_2' und Kreisfrequenz Ω_2' , so ist der SGO ebenfalls mit linearen Elementen beschrieben.

Der programmierbare Frequenzteiler mit dem Teilerfaktor N reduziert gleichermaßen die Frequenz wie auch die Phase. Mit dem Proportionalitätsfaktor $K_T = \frac{1}{N}$ gilt für die Phase ϕ_2 am Eingang des PD

$$\phi_2 = K_T \phi_2' \quad (2.5)$$

Geht man davon aus, daß die hochfrequenten Störanteile, die der Phasendiskriminator neben der Regelgröße $\varphi(t)$ erzeugt, durch den nachgeschalteten störbefreienden Tiefpaß genügend gut unterdrückt sind (die Störuntersuchungen werden im nächsten Kapitel durchgeführt), so kann man das hochfrequente linearisierte Modell in ein Basisbandmodell überführen (Bild 2.7).

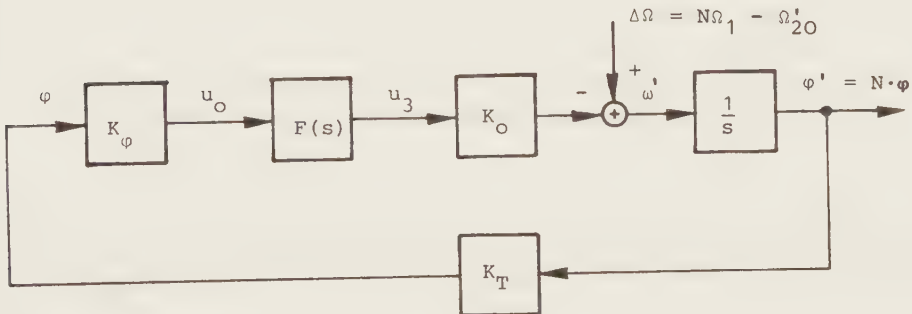


Bild 2.7: Basisbandmodell des Vielkanaloszillators für Frequenzabweichungen gegen die Ausgangsfrequenz

Die Größe $\Delta\Omega$ beschreibt die Abweichung zwischen der Sollfrequenz $\frac{1}{K_T}\Omega_1$ und der Freilauffrequenz Ω_{20}' des spannungsgesteuerten Oszillators SGO.

$$\Delta\Omega = \frac{1}{K_T}\Omega_1 - \Omega_{20}' = N\Omega_1 - \Omega_{20}' \quad (2.6)$$

Die Differenzbildung im PD wird durch das Minuszeichen am Summationspunkt des SGO berücksichtigt. ω' ist die Differenz zwischen Soll- und Istfrequenz des SGO. Dieses Modell wird im folgenden Kapitel bei der Behandlung der deterministischen Störgrößen verwendet. Dabei wird $\Delta\Omega$ zu Null gesetzt. Das ist keine Einschränkung der Gültigkeit des Ersatzmodells. Freilauf- und Sollfrequenz sind identisch.

Beim Vielkanaloszillator wird der Wechsel der Ausgangsfrequenz durch Umschalten des Teilerfaktors des programmierbaren Frequenzteilers PFT erreicht. Im linearen System bewirkt jede Teilerfaktoränderung einen Sprung unterschiedlicher Größe am Phasendiskriminator. Zur Bestimmung der Sprungantwort des Systems wird der Block, der den PFT beschreibt, im Basisbandmodell über den Summationspunkt hinaus verschoben (Bild 2.7).

Man gelangt zu einem weiteren Basismodell. Alle hochfrequenten Größen sind hier eliminiert. Es soll im folgenden der Frequenzsprung bestimmt werden, der am Summationspunkt im Bild 2.8 eingespeist wird und dem Umschalten des PFT entspricht. Der Teilerfaktor wird dabei konstant gehalten.

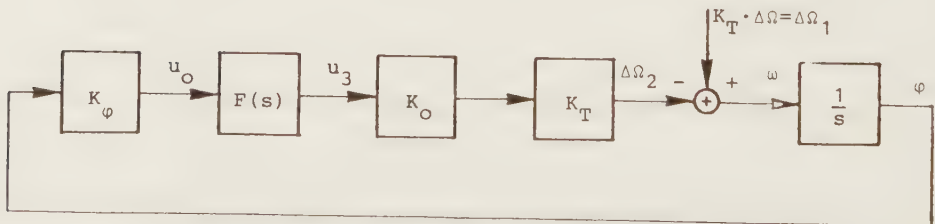


Bild 2.8: Basisbandmodell des Vielkanaloszillators für Frequenzabweichungen gegen die Referenzfrequenz

Geht man von einem synchronisierten Zustand aus, bei dem der Teilerfaktor N_0 eingestellt ist, und setzt voraus, daß für diesen Fall Freilauf- und Sollfrequenz gleich sind, so gilt

$$K_T \Delta \Omega = \frac{\Delta \Omega}{N_0} = \Omega_1 - \frac{\Omega'_{20}}{N_0} \stackrel{!}{=} 0 \quad (2.7)$$

Das Umschalten von N_0 auf N_1 kann durch eine sprunghafte Änderung von $\Delta \Omega$ beschrieben werden. Im neuen synchronisierten Zustand muß gelten

$$\frac{\Delta \Omega}{N_1} = \Omega_1 - \frac{\Omega'_{20}}{N_1} \quad (2.8)$$

Berücksichtigt man dabei die durch Gleichung (2.7) beschriebene Anfangsbedingung, erhält man

$$\frac{\Delta \Omega}{N_1} = \frac{\Omega'_{20} \left(\frac{N_1 - N_0}{N_1} \right)}{N_0} = \frac{\Delta N \Omega_1}{N_1} = \Delta \Omega_1 \quad (2.9)$$

und damit die Größe des ersatzweisen Eingangssprungs $\Delta \Omega_1$. Die Antwort des Systems auf diesen Sprung wird durch $\Delta \Omega_2$ am Summationspunkt beschrieben.

Wird der Kreis am Summationspunkt aufgeschnitten, erhält man folgende Übertragungsfunktion des offenen Kreises im Laplace-Bereich

$$\frac{\Delta \Omega_2(s)}{\Delta \Omega_1(s)} = G_O(s) = \omega_s F(s) \frac{1}{s} \quad (2.10)$$

mit der statischen Regelsteilheit

$$\omega_s = K_\varphi K_O K_T \quad (2.11a)$$

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß ω_s eine Funktion des Teilerfaktors ist und damit nicht konstant. Für große Teilerfaktoren N und kleine Änderungen kann jedoch angenommen werden, daß K_T näherungsweise konstant ist. Falls das nicht der Fall ist, aber der Vielkanaloszillator über einen größeren Frequenzbereich gleiches Einschwingverhalten zeigen soll, so ist in den Kreis ein nichtlinearer Verstärker v einzufügen. Es muß gelten

$$\omega_s = K_\phi K_O K_T v = \text{const.} \quad (2.11b)$$

Die Bestimmung der Verstärkerkennlinie ist in Kapitel 6.2 durchgeführt.

Mit (2.10) ergibt sich die Übertragungsfunktion für den geschlossenen Kreis

$$G(s) = \frac{\Delta\Omega_2(s)}{\Delta\Omega_1(s)} = \frac{G_O(s)}{1+G_O(s)} \quad (2.12)$$

Setzt man die Übertragungsfunktion der in Bild 2.5 beschriebenen Filter - RC-Tiefpaß und passiver PI-Regler - in (2.10) ein, so gilt für den offenen Kreis

$$G_O(s) = \frac{m\omega_s T_1}{T_1 s} \frac{1}{1+T_2 s} \frac{1+T_1 s}{m+T_1 s} \quad (2.13a)$$

In [5] ist die dimensionslose Kreisverstärkung K definiert:

$$K = m\omega_s T_1 \quad (2.14)$$

und außerdem wurde gezeigt, daß der formale Grenzübergang $m \rightarrow 0$ bei konstant gehaltener Kreisverstärkung K die Übertragungsfunktion bei Verwendung des aktiven PI-Gliedes liefert

$$G_O(s) = \frac{K}{T_1 s} \frac{1}{1+T_2 s} \frac{1+T_1 s}{T_1 s} \quad (2.13b)$$

Die weitere Rechnung wird mit Gleichung (2.13a) und (2.14) durchgeführt und nur bei Bedarf wird mit $m \rightarrow 0$ der aktive Regler berücksichtigt.

Für den geschlossenen Kreis gilt nun:

$$G(s) = K \frac{1+T_1 s}{T_1^2 (T_1 s)^3 + (1+\frac{T_2}{T_1} m) (T_1 s)^2 + (K+m) (T_1 s) + K} \quad (2.15)$$

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß Gleichung (2.15) für $\frac{T_2}{T_1} = 0$ die Übertragungsfunktion der Phasenregelschleife 2. Ordnung beschreibt, wie sie in [3, 4] behandelt ist.

Die charakteristische Nennerfunktion in Gleichung (2.15) bestimmt das Einschwingverhalten des Vielkanaloszillators bei einem Frequenzwechsel.

2.3 Sprungantwort und Einlaufzeit

Das dynamische Verhalten des Regelkreises wird durch die Lage der Pole der Übertragungsfunktion $G(s)$ in der komplexen s -Ebene bestimmt. Die Wurzeln der Nennerfunktion von Gleichung (2.15) lassen sich jedoch nicht ohne weiteres explizit darstellen.

Das Nennerpolynom 3. Grades kann durch drei Pole ausgedrückt werden, von denen einer in jedem Fall negativ reell ist.

$$(T_1 s)_1 = -\sigma_1 T_1 \quad (2.16)$$

Die beiden anderen können einerseits als konjugiert komplexes Polpaar gewählt werden [5, 6].

$$(T_1 s)_{2,3} = -D\omega_0 T_1 \pm j\omega_0 T_1 \sqrt{1-D^2} \quad (2.17a)$$

oder aber als zwei weitere reelle Pole dargestellt werden. Setzt man $D > 1$, wird das Einschwingverhalten aperiodisch, die Pole lassen sich formal wie folgt beschreiben

$$(T_1 s)_{2,3}' = -\omega_0 T_1 (D \pm \sqrt{D^2 - 1}) \quad (2.17b)$$

Dimensionierungsmöglichkeiten für den Fall $D > 1$ werden in Kapitel 4.1 behandelt.

Ein Vergleich der Pole mit den Koeffizienten in Gleichung (2.15) liefert Bestimmungsgleichungen für $\frac{T_2}{T_1}$, K und $\sigma_1 T_1$ [5].

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{(\omega_0 T_1)^2 - (2D\omega_0 T_1 - m)}{\omega_0 T_1 [\omega_0 T_1 + (\omega_0 T_1 - 2D)(2D\omega_0 T_1 - m)]} \quad (2.18)$$

$$K = \frac{\omega_0 T_1 [(\omega_0 T_1)^2 - m(2D\omega_0 T_1 - m)]}{\omega_0 T_1 + (\omega_0 T_1 - 2D)(2D\omega_0 T_1 - m)} \quad (2.19)$$

$$\sigma_1 T_1 = \frac{(\omega_0 T_1)^2 - m(2D\omega_0 T_1 - m)}{(\omega_0 T_1)^2 - (2D\omega_0 T_1 - m)} \quad (2.20)$$

Aus den Gleichungen (2.18 - 2.20) kann folgende einfache und für die Dimensionierung eines Regelkreises häufig recht nützliche Beziehung

$$(\omega_0 T_1)^2 \sigma_1 T_1 \frac{T_2}{T_1} = K \quad (2.21)$$

abgeleitet werden.

Mit $m=0$ gelten die Gleichungen (2.18) bis (2.20) für den Regelkreis mit aktivem PI-Glied. Die Auswertung dieser drei Gleichungen liefert Kurven konstanter Eigenfrequenz und Dämpfung und Kurven mit konstantem reellen Pol in einem Diagramm mit der Kreisverstärkung K und dem Zeitkonstantenverhältnis $\frac{T_2}{T_1}$ als Koordinaten [1, 5] (siehe Bilder 4.1 - 4.8).

Für die Bestimmung der Sprungantwort $\Delta\Omega_2(t)$ - die Antwort am hochfrequenten Ausgang des Vielkanaloszillators ist dazu proportional - auf den Frequenzsprung $\Delta\Omega_1$ werden folgende Voraussetzungen getroffen:

- a) Das System befindet sich vor dem Sprung im synchronisierten Zustand.
- b) Die Anfangsbedingungen werden zu Null angenommen.
- c) Das Umschalten des programmierbaren Frequenzteilers erfolgt jeweils zu dem Zeitpunkt, an dem der PFT einen Impuls an den Phasendiskriminator PD abgibt. Nur so treten keine zusätzlichen Phasensprünge auf, die die Umschaltzeit verlängern.

Zur Vervollständigung dieser Aufzählung seien die im vorherigen Abschnitt getroffenen Annahmen noch einmal angeführt.

- d) Der lineare Bereich des PD wird nicht überschritten. Andernfalls treten 2π -Phasensprünge auf, die ebenfalls die Umschaltzeit verlängern.
- e) Die der Regelspannung $u_0(t)$ überlagerten Störanteile bleiben zunächst unberücksichtigt.

Führt man nun die Transformation von Gleichung (2.15) in den Zeitbereich durch, erhält man das folgende Ergebnis:

$$\Delta\Omega_2(t) = \Delta\Omega_1 \left[1 + A_1 e^{-\sigma_1 T_1 \frac{t}{T_1}} - D \omega_0 T_1 \frac{t}{T_1} e^{-\sigma_1 T_1 \frac{t}{T_1}} \cdot \{ A_{21} \sin(\sqrt{1-D^2} \omega_0 T_1 \frac{t}{T_1}) + A_{22} \cos(\sqrt{1-D^2} \omega_0 T_1 \frac{t}{T_1}) \} \right] \quad (2.22)$$

mit den Koeffizienten

$$A_1 = \frac{(\omega_0 T_1)^2 (\sigma_1 T_1 - 1)}{(\omega_0 T_1)^2 + (\sigma_1 T_1)^2 - 2D\omega_0 T_1 \sigma_1 T_1} \quad (2.23)$$

$$A_{21} = \frac{-\sigma_1 T_1 \{ 2D^2 \omega_0 T_1 - D(\omega_0 T_1)^2 - D\sigma_1 T_1 + \omega_0 T_1 \sigma_1 T_1 - \omega_0 T_1 \}}{\sqrt{1-D^2} \{ (\omega_0 T_1)^2 + (\sigma_1 T_1)^2 - 2D\omega_0 T_1 \sigma_1 T_1 \}} \quad (2.24)$$

$$A_{22} = - \frac{\sigma_1 T_1 \{ 2D\omega_0 T_1 - \sigma_1 T_1 - (\omega_0 T_1)^2 \}}{(\omega_0 T_1)^2 + (\sigma_1 T_1)^2 - 2D\omega_0 T_1 \sigma_1 T_1} \quad (2.25)$$

Die Gleichungen (2.22) bis (2.25) sind für die Regelschleife mit passivem PI-Glied ebenso gültig wie für die mit aktivem PI-Glied.

Die Einschwingzeit wird durch den Frequenzfehler ω bestimmt

$$\omega = \Delta\Omega_1 - \Delta\Omega_2. \quad (2.26)$$

Dies ist der flüchtige Anteil der Sprungantwort nach Gleichung (2.22) (siehe Bild 2.8)

Erst für $t \rightarrow \infty$ wird ω zu Null. Für die Anwendung wird eine Schranke ε vorgegeben und die Einlaufzeit t_e derart definiert, daß der Einschwingvorgang zu dem Zeitpunkt abgeschlossen ist, wenn $|\frac{\omega}{\Delta\Omega_1}|$ die Schranke ε unterschreitet und für alle $t \geq t_e$ kleiner als ε bleibt. Der Frequenzfehler, der bei einem Aufwärtssprung ($\Delta\Omega_1 > 0$) auftritt, ist in Bild 2.9 über der Zeit dargestellt. Er ist auf die Höhe des Sprunges normiert. Diese Normierung eliminiert die Abhängigkeit des maximalen Frequenzfehlers vom Teilerfaktor des programmierbaren Frequenzteilers ($\Delta\Omega_1$ ist eine Funktion von K_T).

Außerdem ist ein besonderer logarithmischer Maßstab für die Ordinate gewählt. Positive Fehler größer 10^{-5} werden in der oberen Halbebene und negative Fehler kleiner -10^{-5} in der unteren Halbebene gezeichnet. Alle Werte $|\frac{\omega}{\Delta\Omega_1}| < 10^{-5}$ verschwinden in der Abszisse. Der Vorteil dieser Darstellung ist der, daß der dominierende Exponentialterm der Gleichung (2.22) in der halblogarithmischen Ebene eine Gerade liefert. Diese sind in Bild 2.9 ebenfalls eingezeichnet.

In Bild 2.10 ist die Einlaufzeit t_e über der Schranke ε aufgetragen. Man erkennt deutlich den Übergang von einem Überschwinger zum nächsten Unterschwinger bez. von negativer zu positiver Frequenzabweichung. Die Sprünge für die Einlaufzeit t_e erfolgen an den Stellen, bei denen der Betrag der relativen Extrema der Sprungantwort gleich der Schranke ε ist. Berücksichtigt man nur die Einhüllenden der Sprungantwort, die in Bild 2.9 und Bild 2.10 als Geraden eingezeichnet sind, so führt das zu einer "worst case" Abschätzung.

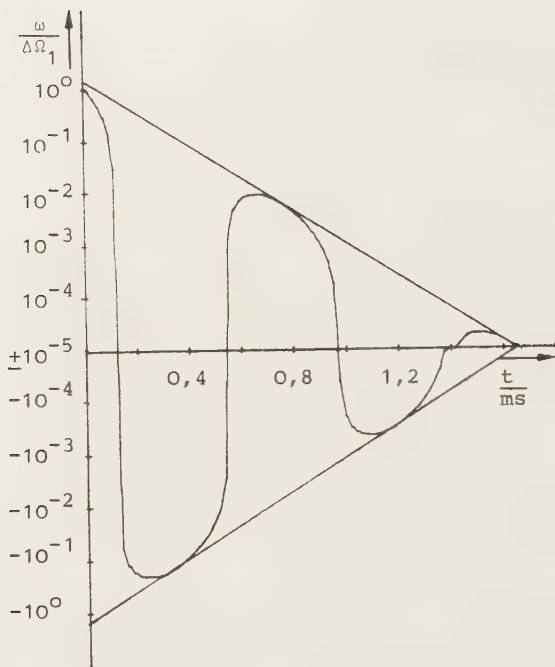


Bild 2.9: Sprungantwort des Regelkreises 3. Ordnung

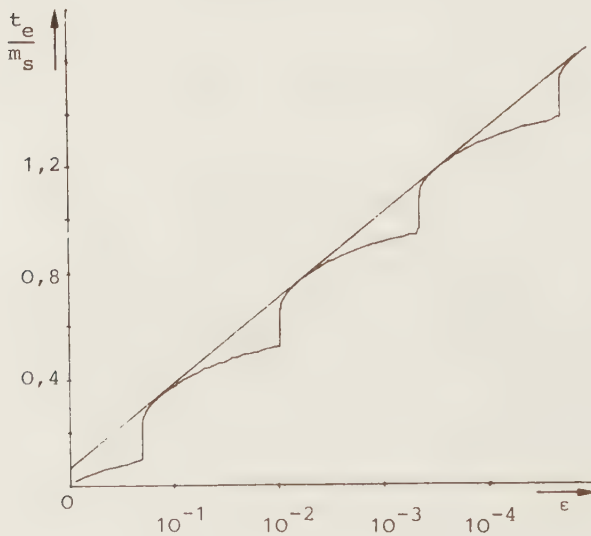


Bild 2.10: Einlaufzeit t_e als Funktion der Schranke ϵ für die Sprungantwort nach Bild 2.9

$$\frac{\omega(t)}{\Delta\Omega_1} \leq |A_1| e^{-\sigma_1 T_1 \frac{t}{T_1}} + \sqrt{A_{21}^2 + A_{22}^2} e^{-D\omega_0 T_1 \frac{t}{T_1}} \quad (2.27)$$

Die Größe der Schranke ϵ hängt von dem jeweiligen Anwendungszweck des Regelkreises ab. Dem Bild 2.10 ist zu entnehmen, daß die Einlaufzeit t_e (worst case) und die Schranke ϵ im halblogarithmischen Maßstab für einen bestimmten Einschwingvorgang in einem linearen Verhältnis stehen, sofern einer der exponentiellen Terme in Gleichung (2.27) dominiert oder die Exponenten gleich sind.

Legt man beispielsweise die in der Richtlinie für die technische Prüfung von Funkanlagen des nichtöffentlichen beweglichen Landfunkdienstes [40, 41] angegebene Frequenztoleranz von 0,8 kHz, 1,2 kHz oder 1,6 kHz bei einem Frequenzsprung von 1 MHz zugrunde, so kann eine Schranke von $8 \cdot 10^{-4}$, $1,2 \cdot 10^{-3}$ oder $1,6 \cdot 10^{-3}$ ermittelt werden.

Läßt man jedoch bei gleichem Frequenzsprung eine Abweichung von 0,4 kHz zu, entsprechend 10 % des maximal möglichen Frequenzhubes, so wird die Schranke zu $4 \cdot 10^{-4}$ festgelegt. Für Sprechfunkanlagen für Funkfernprechanschlüsse im Netz B2 wird man wiederum zu anderen Werten kommen [42] ebenso wie in dem neu zu schaffenden Netz C.

Im weiteren wird $\epsilon = 5 \cdot 10^{-4}$ an der unteren Grenze der eben aufgezählten möglichen Schranken willkürlich gewählt. In Kapitel 4 wird gezeigt, daß zwischen Einlaufzeit und Schranke ϵ ein logarithmischer Zusammenhang besteht. Eine Änderung von ϵ wird durch eine additive Konstante bei der Einlaufzeit berücksichtigt.

3. STÖRVERHALTEN DES REGELKREISES

3.1 Beschreibung der Störgrößen

Wie schon in Kapitel 2.1 erwähnt, erzeugt der Phasendiskriminator neben der Regelspannung noch einen hochfrequenten Störterm.

Der Phasenvergleich mit sinusförmiger Charakteristik kann mit einem Multiplizierer realisiert werden. Für den synchronisierten Zustand gilt

$$\begin{aligned} u_0(t) &= 2K_\varphi \cos \Omega_1 t \sin(\Omega_1 t + \varphi) \\ &= K_\varphi \sin \varphi + K_\varphi \sin(2\Omega_1 t + \varphi) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Bleibt die Phasenverschiebung der Störgröße bei der doppelten Eingangsfrequenz $2\Omega_1$ unberücksichtigt - diese Vereinfachung ist für den Fall des Synchronismus wegen $\varphi \ll 1$ zulässig - so wird die Störgröße am PD-Ausgang

$$u_{ST\sim}(t) = K_\varphi \sin(2\Omega_1 t) \quad (3.2)$$

Für den PD mit dreieckförmiger Kennlinie (Exklusiv-Oder) ist der Regelspannung $u_0(t)$ ein rechteckförmiges Störsignal der Kreisfrequenz $2\Omega_1$ überlagert. Im Falle des Synchronismus ($\varphi \ll 1$) gilt für den Grundwellenanteil als dominierendem Term

$$u_{ST\sim}(t) = 2K_\varphi \sin(2\Omega_1 t) \quad (3.3)$$

Bei Verwendung eines PD mit sägezahnförmiger Kennlinie ergibt sich für das Störsignal (Grundwelle) entsprechend

$$u_{ST\sim}(t) = 4K_\varphi \sin(\Omega_1 t) \quad (3.4)$$

Es verbleibt noch der sägezahnförmige Diskriminator mit Hysterese. Liegt die Sollfrequenz in der Nähe der Freilauffrequenz, so werden die Regelimpulse des PD sehr schmal, d.h. die Fläche der Impulse geht gegen Null.

Geht man von einer Impulsfolge des Diskriminators nach Bild 3.1a oder b aus und führt eine Fourieranalyse durch, so erhält man für beide Fälle

$$u_O(t) = K_\varphi \varphi + 4K_\varphi \sum_k \frac{1}{k} \sin \frac{k\varphi}{2} \cos \{k(\Omega_1 t - \frac{\varphi}{2})\} \quad (3.5)$$

wobei folgende Beziehungen Verwendung finden:

$$\tau = \frac{T_1}{2\pi} |\varphi| ; \quad \frac{\hat{U}_O}{2\pi} = K_\varphi \quad (3.6)$$

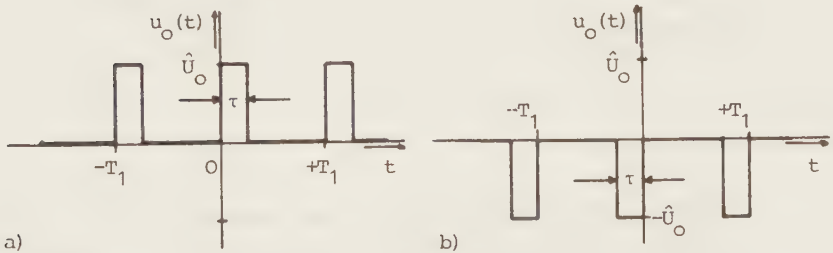


Bild 3.1: Ausgangssignal des Phasendiskriminators mit sägezahnförmiger Kennlinie mit Hysterese für positive (a) und negative (b) Phasendifferenzen

Das erste Glied der Summe in Gleichung (3.5) beschreibt den dominierenden Störterm

$$u_{ST}(t) = 4K_\varphi \sin \frac{\varphi}{2} \cos(\Omega_1 t - \frac{\varphi}{2}) \quad (3.7)$$

Unter Berücksichtigung der Additionstheoreme und der Näherungen für $\varphi \ll 1$

$$\sin \varphi \approx \varphi ; \quad 1 - \cos \varphi \approx \frac{1}{2} \varphi^2$$

kommt man zu folgender Lösung:

$$u_{ST}(t) \approx K_{\varphi} (\varphi^2 \sin \Omega_1 t + 2\varphi \cos \Omega_1 t) \quad (3.8)$$

Messungen an einem Regelkreis haben ergeben, daß für $\varphi=0$ spektrale Anteile bei Ω_1 zwar minimal werden, aber nicht verschwinden.

Das Eigenrauschen der Bauelemente des Regelkreises erzeugt Phasenschwankungen $\varphi(t)$ im synchronisierten Zustand. Es ist mittelwertfrei, besitzt eine Gauss-Verteilung und ist spektral auf die Rauschbandbreite f_R des PLL begrenzt. Es ändert sich also nur langsam gegen das Sinussignal mit der Referenzfrequenz Ω_1 .

$$p(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\varphi}} e^{-\frac{\varphi^2}{2\sigma_{\varphi}^2}} \quad (3.9)$$

Um eine Aussage über mögliche Störanteile bei Ω_1 zu treffen, benötigt man die Leistung von $u_{ST}(t)$ bei der Frequenz Ω_1 nach Gleichung (3.8) [10, 11]. Dazu wird die Autokorrelationsfunktion $R(\tau)$ gebildet.

$$\begin{aligned} R_u(\tau) &= \overline{u_{ST}(t) \cdot u_{ST}(t+\tau)} \\ &= K_{\varphi}^2 \overline{\{\varphi^2(t) \sin \Omega_1 t + 2\varphi(t) \cos \Omega_1 t \cdot} \\ &\quad \cdot \{\varphi^2(t+\tau) \sin \Omega_1(t+\tau) + 2\varphi(t+\tau) \cos \Omega_1(t+\tau)\}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Das Ausmultiplizieren ergibt vier Summanden. Da $\varphi(t)$ und $\varphi^2(t)$ stochastische Prozesse und $\sin \Omega_1 t$ und $\cos \Omega_1 t$ deterministische Prozesse sind und beide Gruppen statistisch unabhängig sind, kann die Mittelung getrennt durchgeführt werden.

$$\begin{aligned}
 R_u(\tau) = & \frac{1}{2} K_{\varphi}^2 \cos \Omega_1 \tau \cdot \overline{\varphi^2(t) \varphi^2(t+\tau)} \\
 & - K_{\varphi}^2 \sin \Omega_1 \tau \cdot \overline{\varphi^2(t) \varphi(t+\tau)} \\
 & + K_{\varphi}^2 \sin \Omega_1 \tau \cdot \overline{\varphi(t) \varphi^2(t+\tau)} \\
 & + 2 K_{\varphi}^2 \cos \Omega_1 \tau \cdot \overline{\varphi(t) \varphi(t+\tau)}
 \end{aligned} \quad (3.11)$$

Die Lösung der Gleichung (3.11) ist in [7, 8] angegeben.

$$\begin{aligned}
 R_u(\tau) = & \frac{K_{\varphi}^2}{2} \sigma_{\varphi}^4 \left(1 + 2 \frac{R_{\varphi}(\tau)}{\sigma_{\varphi}} \right) \cos \Omega_1 \tau \\
 & + 2 K_{\varphi}^2 R_{\varphi}(\tau) \cos \Omega_1 \tau
 \end{aligned} \quad (3.12)$$

$R_{\varphi}(\tau)$ ist die Autokorrelierte von $\varphi(t)$ und σ_{φ}^2 die Varianz.

Bildet man das Leistungsdichtespektrum mit Hilfe der Beziehung von Wiener-Khintchine, so ergibt sich

$$\begin{aligned}
 S_u(\omega) = & \frac{\pi}{2} K_{\varphi}^2 \sigma_{\varphi}^4 \{ \delta_0(\omega + \Omega_1) + \delta_0(\omega - \Omega_1) \} \\
 & + K_{\varphi}^2 \sigma_{\varphi}^2 \{ S_{\varphi}(\omega + \Omega_1) + S_{\varphi}(\omega - \Omega_1) \} \\
 & + 2 K_{\varphi}^2 \{ S_{\varphi}(\omega + \Omega_1) + S_{\varphi}(\omega - \Omega_1) \}
 \end{aligned} \quad (3.13)$$

wobei S_{φ} die Fouriertransformierte von R_{φ} ist.

Der erste Summand beschreibt den gesuchten diskreten Störer bei der Frequenz Ω_1 . Die beiden weiteren Anteile mit S_{φ} stellen ein kontinuierliches Rauschspektrum dar, deshalb ist ihre Leistung bei der diskreten Frequenz Ω_1 unabhängig von den Vorfaktoren vernachlässigbar. Die Leistung des Störers bei der Frequenz Ω_1 ergibt sich zu

$$\overline{u_{ST}^2(t)} = \frac{1}{2} K_{\varphi}^2 \sigma_{\varphi}^4 \quad (3.14)$$

Für den Effektivwert gilt

$$U_{\text{Steff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} K_{\varphi} \sigma_{\varphi}^2 \quad (3.15)$$

Der Effektivwert kann mit Hilfe einer Basisbandmessung am Phasendiskriminatorausgang ermittelt werden. Mit den Annahmen, die zu Gleichung (3.9) führen, besitzt der niederfrequente Anteil in Gleichung (3.5) die Leistung $K_{\varphi}^2 \cdot \sigma_{\varphi}^2$. Da K_{φ} eine bekannte Größe ist, kann sowohl die Leistung als auch der Effektivwert des Störers bei Ω_1 sehr einfach ermittelt werden.

Um eine Aussage über das Störverhalten am Ausgang des Regelkreises zu treffen, wird für den Fall des Phasendiskriminators mit sägezahnförmiger Kennlinie und Hysterese mit einem deterministischen Störer der Leistung nach Gleichung (3.14) gearbeitet. Läßt man außerdem kleine Phasenfehler zu, so gilt für die Störspannung Gleichung (3.8). Der Summand mit φ^2 kann dabei vernachlässigt werden.

$$u_{\text{ST}}(t) \approx 2K_{\varphi} \cdot \varphi \cdot \cos \Omega_1 t \quad (3.8a)$$

3.2 Systemantwort auf deterministische Störer und Definition von T_0

Zur Darstellung der Störspannung im vereinfachten Basisbandmodell (Bild 2.7 unter der Annahme $\Delta\Omega=0$) wird dieses mit einem Summierpunkt vor dem Schleifenfilter ergänzt. Die Vorzeichenumkehr wird nun am neuen Summierpunkt berücksichtigt.

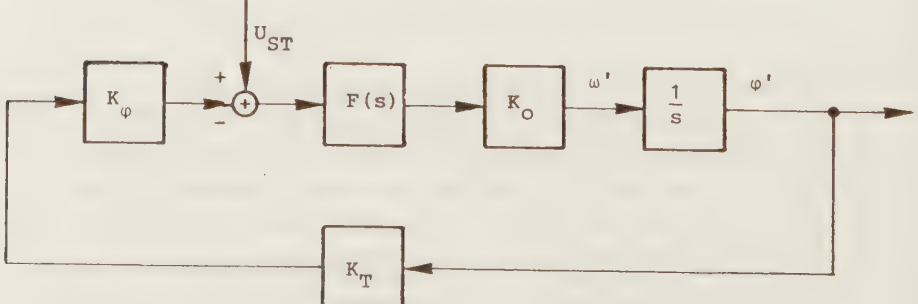


Bild 3.2 Ersatzmodell des Vielkanaloszillators für die Betrachtung der Störanteile

Für die Störbetrachtung interessiert nur der eingeschwungene Zustand, d.h. flüchtige Störanteile, die nur während des Umschaltens auftreten, brauchen nicht berücksichtigt zu werden.

So gilt allgemein für die Störung φ'_{ST} am Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators im Laplace-Bereich

$$\varphi'_{ST}(s) = \frac{1}{K_\varphi K_T} G(s) U_{ST}(s) \quad (3.16)$$

Bezeichnet man die Störfrequenz $2\Omega_1$ bez. Ω_1 mit Ω_{ST} und die unterschiedlichen Vorfaktoren von $U_{ST}(s)$ mit aK_φ , so kann für alle im letzten Abschnitt beschriebenen Phasendiskriminatoren die gleiche Rechnung durchgeführt werden:

$$u_{ST}(t) = aK_\varphi \sin \Omega_{ST} t \quad (3.17)$$

Mit Gleichung (2.16) und (2.17a) bez. (2.17b) lautet die Übertragungsfunktion (2.15) des geschlossenen Kreises

$$G(s) = \frac{1 + T_1 s}{\left(1 + \frac{T_1 s}{\sigma_1 T_1}\right) \left\{1 + 2D \frac{T_1 s}{\omega_O T_1} + \left(\frac{T_1 s}{\omega_O T_1}\right)^2\right\}} \quad (3.18)$$

Die Störphase φ'_{ST} im eingeschwungenen Zustand kann direkt bestimmt werden: Setzt man für die harmonische Störung $s=j\omega$, so wird aus Gleichung (3.16)

$$\frac{\varphi'_{ST}(j\omega)}{U_{ST}(j\omega)} = \frac{1}{K_\varphi K_T} \frac{1+j\omega T_1}{\left(1+j\frac{\omega T_1}{\sigma_1 T_1}\right) \left\{1 - \left(\frac{\omega T_1}{\omega_O T_1}\right)^2 + j2D\frac{\omega T_1}{\omega_O T_1}\right\}} \quad (3.18a)$$

Zerlegt man Gleichung (3.18) nach Betrag und Phase, so erhält man für die Störphase an der Stelle $\omega = \Omega_{ST}$ den Ausdruck

$$|\varphi'_{ST}(t)| = \frac{a}{K_T} (\omega_0 T_1)^2 \cdot \sqrt{\frac{(1 + \Omega_{ST} T_1)^2}{\{1 + (\frac{\Omega_{ST} T_1}{\sigma_1 T_1})^2\} [(\omega_0 T_1)^2 - (\Omega_{ST} T_1)^2]^2 + 4D^2 (\Omega_{ST} T_1)^2 (\omega_0 T_1)^2}}}$$

(3.19)

Um die Phasendrehung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal an der Stelle $\omega = \Omega_{ST}$ zu bestimmen, geht man sinnvollerweise von ausreichender Störbefreiung des Vielkanaloszillators aus. Es werden in den meisten Anwendungsfällen Nachbarkanaldämpfungen besser 80dB gefordert. Das setzt voraus, daß folgende Ungleichungen erfüllt sind

$$\Omega_{ST} T_1 \gg 1 ; \Omega_{ST} T_1 \gg \sigma_1 T_1 ; \Omega_{ST} T_1 \gg \omega_0 T_1$$

Damit wird die Phasendrehung $-\pi$ und man erhält

$$\varphi'_{ST}(t) \approx - \frac{a (\omega_0 T_1)^2 \sigma_1 T_1}{K_T (\Omega_{ST} T_1)^2} \sin(\Omega_{ST} T_1 \frac{t}{T_1}) \quad (3.20)$$

Mit Gleichung (2.21) gilt für die Störphase

$$\varphi'_{ST}(t) \approx - \frac{K}{K_T} \frac{T_1}{T_2} \frac{a}{(\Omega_{ST} T_1)^2} \sin(\Omega_{ST} T_1 \frac{t}{T_1})$$

(3.21)

Diese ist dem hochfrequenten Signal des spannungsgesteuerten Oszillators überlagert. Nimmt man für den ungestörten Fall

ein harmonisches Signal am Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators an, so gilt nun

$$s_2'(t) = \cos[(\Omega_2' t - n \sin(\Omega_{ST} t)] \quad (3.22)$$

Das phasenmodulierte Signal weist den Modulationsindex

$$\eta = \frac{m\omega_s}{K_T T_2} \cdot \frac{a}{2\Omega_{ST}} \quad (3.22a)$$

auf. Da Ω_{ST} gleich der einfachen bzw. doppelten Referenzfrequenz ist, treten Störanteile im Kanalaraster auf.

Bei einer Nachbarkanalunterdrückung von mindestens 80dB kann die Reihenentwicklung der Gleichung (3.22) in jedem Fall nach dem zweiten Glied abgebrochen werden. Die Besselfunktionswerte lauten

$$J_0(\eta) \approx 1 \quad (3.23)$$

$$J_1(\eta) \approx \frac{\eta}{2} = \frac{a}{2\Omega_{ST}} \frac{m\omega_s}{K_T T_2}$$

Damit kann der Störanteil im Nachbarkanal explizit bestimmt werden.

Im Kapitel 2.2 wurde bei der Definition der statischen Regelsteilheit ω_s darauf hingewiesen, daß die Abhängigkeit dieser Größe vom Teilerfaktor $\frac{1}{K_T}$ durch eine Verzerrung der Regelspannung des spannungsgesteuerten Oszillators über einen nichtlinearen Verstärker eliminiert wird. Nur so kann für einen größeren Bereich von K_T bei allen Wechslen im Kanalaraster das gleiche Einschwingverhalten erzielt werden.

Dieser Vorteil wird damit erkaufte, daß für eine bestimmte Dimensionierung des Regelkreises die Störgröße vom Teiler-

faktor abhängig wird. Beim größten Teiler entsteht auch die größte Amplitude für den Störer im Nachbarkanal. Die Ausdrücke a , Ω_{ST} und K_T in Gleichung (3.21) werden erst bei der Realisierung eines Regelkreises festgelegt. Dagegen sind die Kreisverstärkung K und das Zeitkonstantenverhältnis $\frac{T_2}{T_1}$ Parameter, die die Sprungantwort des Systems bestimmen. Damit kann in Anlehnung an [1, 6] ein Maß für die Störbefreiung definiert werden,

$$T_O = \sqrt{\frac{T_2}{m\omega_s}} = T_1 \sqrt{\frac{T_2}{T_1 K}} \quad (3.24)$$

das allgemeine Gültigkeit hat. In Gleichung (3.23) folgt für den Störhub:

$$\frac{\eta}{2} = \frac{a}{2} \cdot \frac{1}{K_T} \frac{1}{(T_O \Omega_{ST})^2} = \frac{a}{2} \cdot \frac{K}{K_T} \frac{T_1}{T_2} \frac{1}{(T_1 \Omega_{ST})^2} \quad (3.23a)$$

Der Forderung eines schnellen Einschwingens nach einem Frequenzwechsel wird für das regelungstechnische Modell die Größe t_e zugeordnet und die Forderung nach geringen Störanteilen im Ausgangssignal im eingeschwungenen Zustand läßt sich mit der Größe T_O behandeln.

Es ist zu erwarten, daß der Quotient t_e/T_O als Funktion der verschiedenen Kreisparameter zu einer Optimaldimensionierung führt.

4. OPTIMIERUNG DES REGELKREISES 3. ORDNUNG

4.1 Möglichkeiten der Dimensionierung

In Kapitel 2.3 wurde die Sprungantwort des Systems 3. Ordnung hergeleitet und die Einlaufzeit t_e definiert. Die Beschreibung des Basisbandmodells im Laplace-Bereich erfolgt in Gleichung (2.15) durch die Kreisparameter K , m und $\frac{T_2}{T_1}$ und in Gleichung (3.18) durch die Systemparameter $\sigma_1 T_1$, $\omega_0 T_1$ und D .

Die Sprungantwort wird vollständig durch die letzteren beschrieben. Dagegen werden bei den Bestimmungsgleichungen, die aus dem Koeffizientenvergleich von Gleichung (2.15) und (3.18) ermittelt werden, m als unabhängige und $\sigma_1 T_1$ als abhängige Variable angesehen. Das deutet schon darauf hin, daß für eine Dimensionierung des Regelkreises die vorgegebenen Größen sowohl System- als auch Kreisparameter im obigen Sinn sind.

Der Proportionalanteil m des Schleifenfilters wird als unabhängiger Parameter gewählt. Aufgrund der gewünschten Störbefreiung - in Gleichung (3.23) ist die Amplitude des Störers bestimmt - gilt die Bedingung $m \ll 1$. In den folgenden Rechnungen und Diagrammen wird m zwischen Null und dem relativ großen Wert 0,3 variiert. Für das aktive PI-Glied wird die Kreisverstärkung K mit dem gewählten m bestimmt und m formal im Nenner der Filterübertragungsfunktion zu Null gesetzt. Damit läßt sich bei Vorgabe von m die Abhängigkeit der Parameter in Form von Kurven konstanter Eigenfrequenz und Dämpfung darstellen [1, 5]. Aus den Bildern 4.1 - 4.4 wird deutlich, daß sich die Kurven mit wachsendem m zu größeren Zeitkonstantenverhältnissen $\frac{T_2}{T_1}$ verschieben.

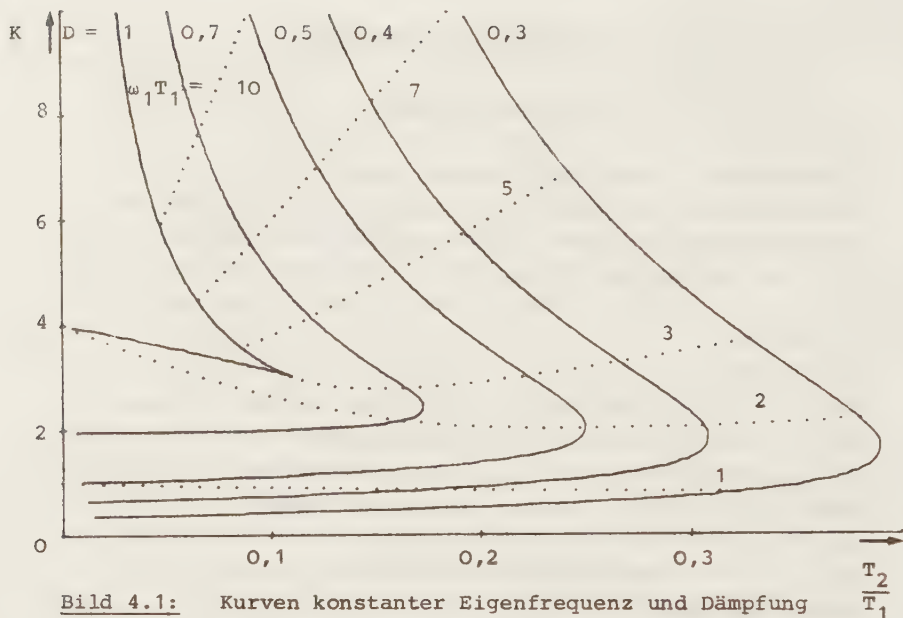


Bild 4.1: Kurven konstanter Eigenfrequenz und Dämpfung für einen Regelkreis 3. Ordnung mit aktivem PI-Regler ($m = 0.0$)

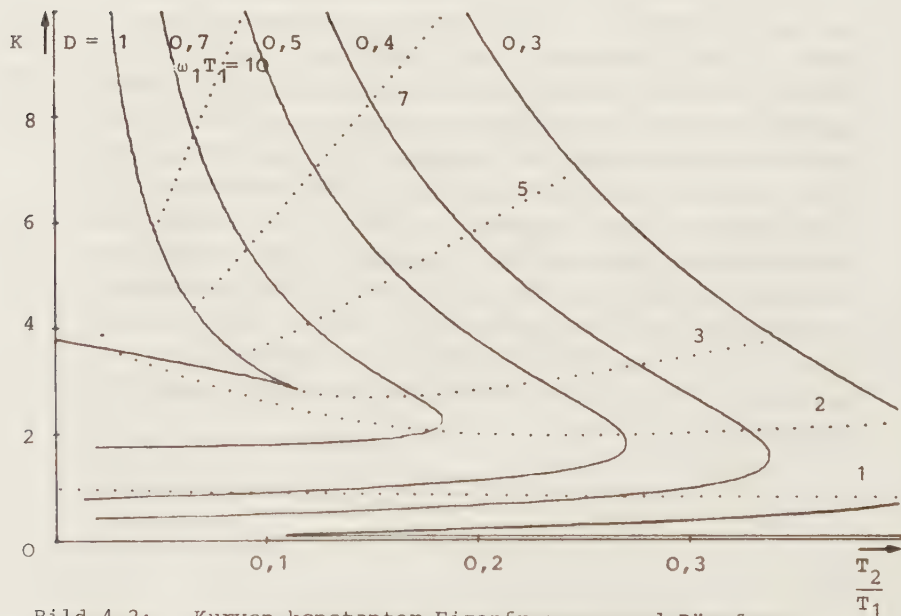


Bild 4.2: Kurven konstanter Eigenfrequenz und Dämpfung für einen Regelkreis 3. Ordnung mit passivem PI-Netzwerk ($m = 0.1$)

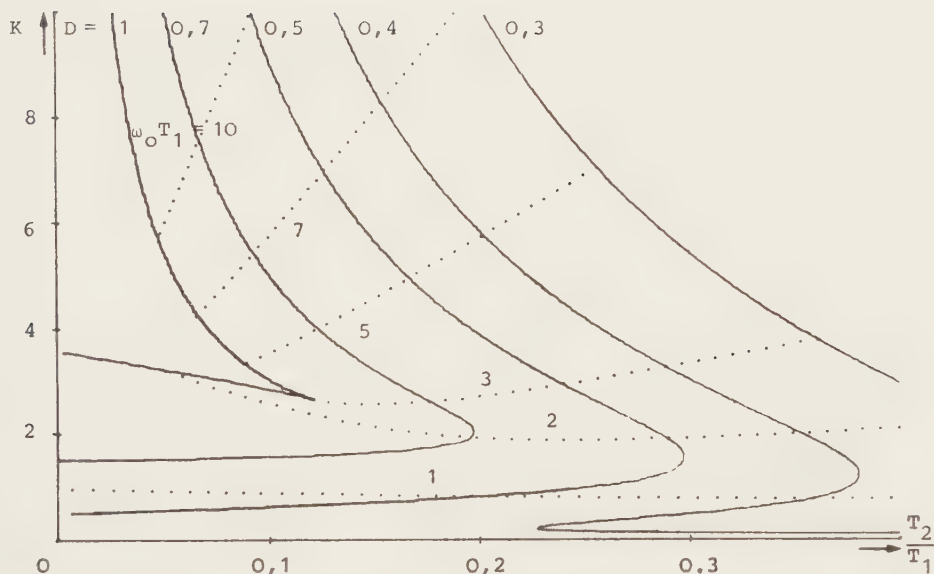


Bild 4.3: Kurven konstanter Eigenfrequenz und Dämpfung für einen Regelkreis 3. Ordnung mit passivem PI-Netzwerk ($m = 0,2$)

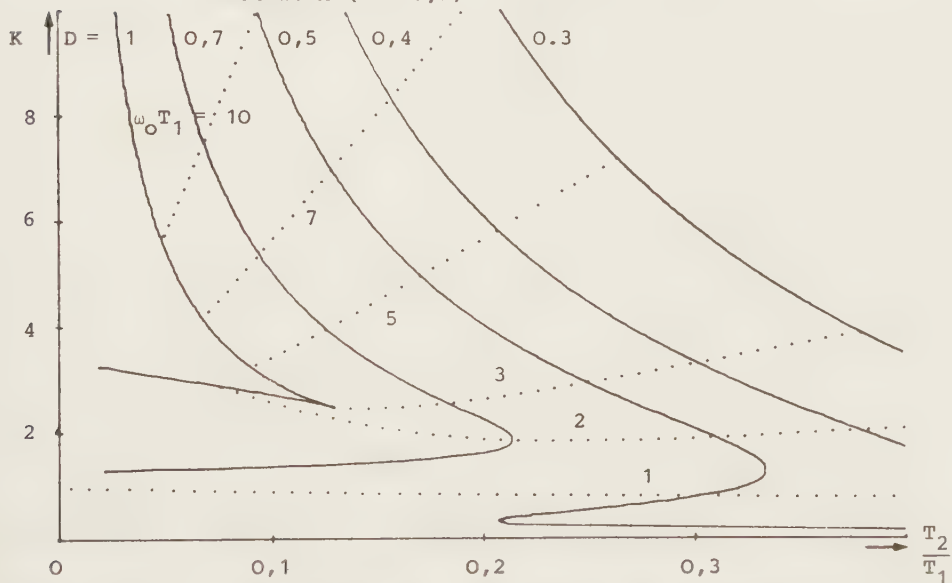


Bild 4.4: Kurven konstanter Eigenfrequenz und Dämpfung für einen Regelkreis 3. Ordnung mit passivem PI-Netzwerk ($m = 0.3$)

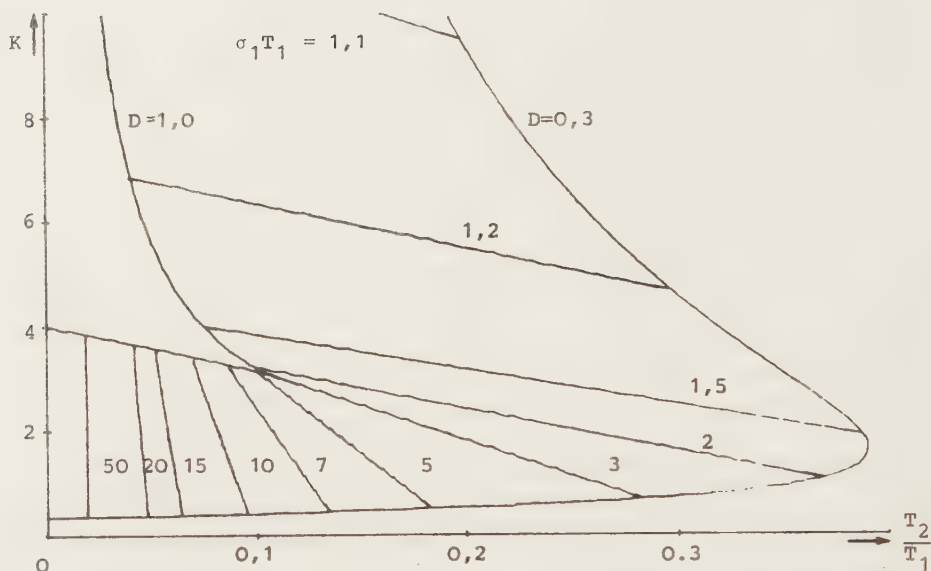


Bild 4.5: Zusätzlicher reeller Pol für einen Regelkreis 3. Ordnung mit aktivem PI-Regler ($m=0.0$) als Funktion der Kreisverstärkung und des Zeitkonstantenverhältnisses

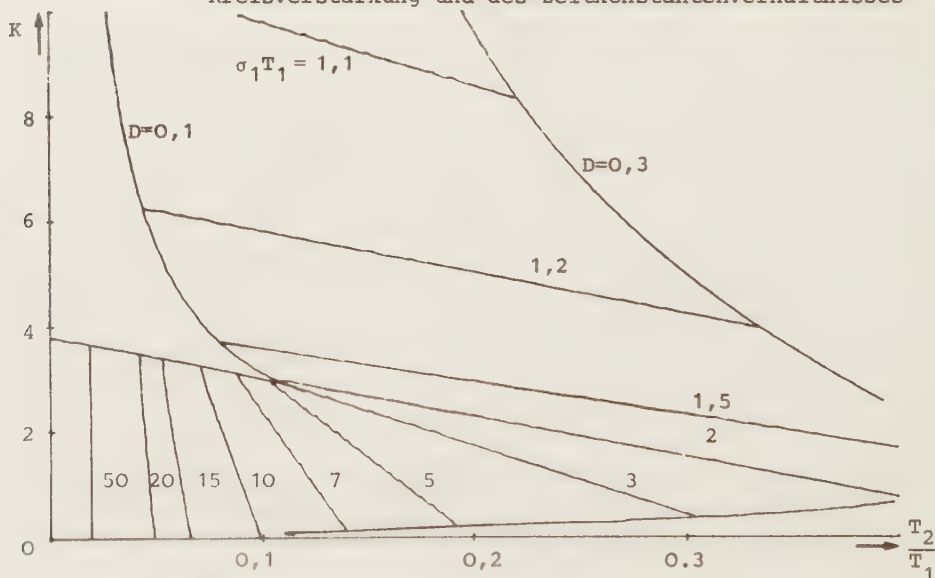


Bild 4.6: Zusätzlicher reeller Pol für einen Regelkreis 3. Ordnung mit passivem PI-Netzwerk ($m=0.1$) als Funktion der Kreisverstärkung und des Zeitkonstantenverhältnisses

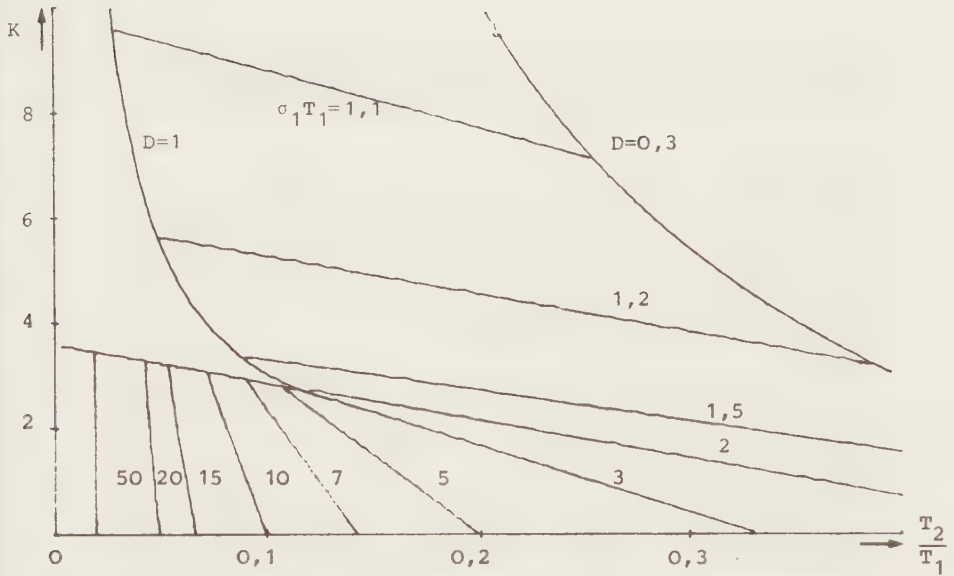


Bild 4.7: Zusätzlicher reeller Pol für einen Regelkreis 3. Ordnung mit passivem PI-Netzwerk ($m=0.2$) als Funktion der Kreisverstärkung und des Zeitkonstantenverhältnisses

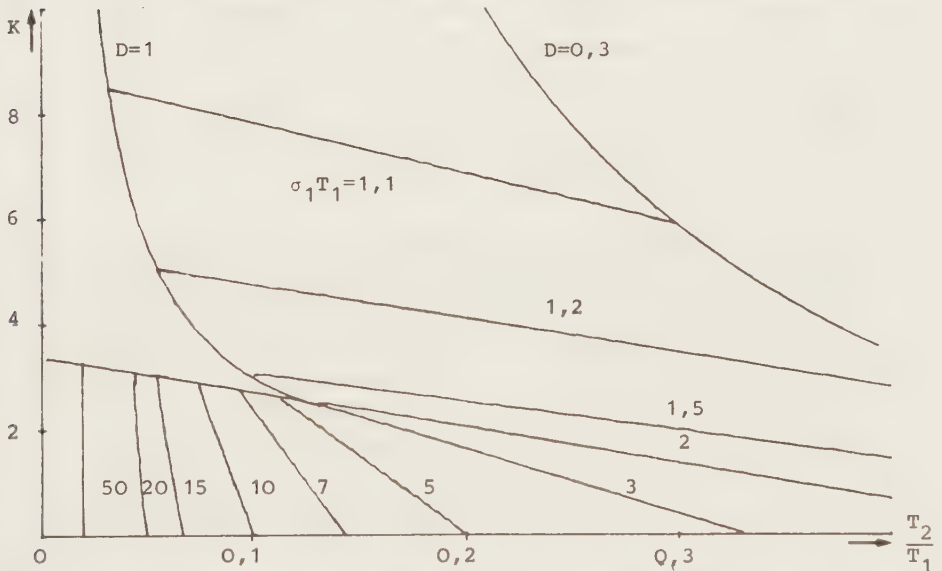


Bild 4.8: Zusätzlicher reeller Pol für einen Regelkreis 3. Ordnung mit passivem PI-Netzwerk ($m=0.3$) als Funktion der Kreisverstärkung und des Zeitkonstantenverhältnisses

Der zusätzliche reelle Pol wurde ebenfalls in Diagrammen mit den Koordinaten K und $\frac{T_2}{T_1}$ für verschiedene m dargestellt (Bilder 4.5 - 4.8).

Für die Dimensionierung eines Regelkreises kann folgender Weg beschritten werden: Das Ausgangssignal des Vielkanaloszillators soll eine bestimmte Nebenwellenfreiheit besitzen. Diese wird erreicht durch Vorgabe von T_0 gemäß Kapitel 3.2 (Gleichung (3.24) oder (3.23a)).

Die statische Regelsteilheit ω_s ist durch die Baugruppen des Regelkreises festgelegt, und große Kreisverstärkungen K scheiden für einen zeitoptimalen Regelvorgang aus. Die Einschränkung von K wird im Abschnitt 4.2 begründet. An den Bildern 4.1 - 4.4 ist abzulesen, daß kleine Kreisverstärkungen nur bei schlecht gedämpften Anordnungen mit kleinen Eigenfrequenzen möglich sind. Dies ergibt ein langsames Regelverhalten. Es wurde im vorangegangenen Kapitel gezeigt, daß für eine gute Störbefreiung $m \ll 1$ sein muß. Es verbleibt noch die Wahl der Zeitkonstanten: Gleichung (3.24) legt den Rahmen für das Zeitkonstantenverhältnis $\frac{T_2}{T_1}$ aufgrund der Begrenzung von K fest, und durch Gleichung (3.23) wird die absolute Größe von T_2 bestimmt. Den Diagrammen 4.1 - 4.8 können nun Dämpfung, Eigenfrequenz und reeller zusätzlicher Pol entnommen werden.

Für ein bestimmtes Zeitkonstantenverhältnis lassen sich bei konstantem Dämpfungsfaktor zwei Dimensionierungen finden. Es dominiert entweder der reelle Pol oder der schwingfähige Anteil. Dieser Punkt wird in Kapitel 4.3 wieder aufgegriffen.

4.2 Minimierung der Einlaufzeit unter Berücksichtigung der Störbefreiung

Bei der Definition von T_0 (Gleichung (3.24)) als Maß für die Störbefreiung wurde schon erwähnt, daß der Quotient aus Einlaufzeit t_e und T_0 eine Größe darstellt, die beide Forderungen an einen Vielkanaloszillator berücksichtigt - schnelles Einschwingen (kleines t_e) nach einem Frequenzwechsel bei guter Nebenwellenunterdrückung (großes T_0). In Bild 4.9 ist die Einlaufzeit t_e bezogen auf T_0 als Funktion der Systemparameter Eigenfrequenz und Dämpfung aufgetragen. Die Einlaufschranke ϵ wurde mit $5 \cdot 10^{-4}$ gewählt. Die Einlaufzeit wird über die Hüllkurve bestimmt (Gleichung (2.27)). Das gilt für alle weiteren Bestimmungen von t_e (worst case). Die Kurven konstanter Dämpfung weisen jeweils ein Minimum auf.

An dieser Stelle ist auf Dämpfungsfaktoren $D > 1$ einzugehen. Die Übertragungsfunktion wird durch drei reelle Pole beschrieben, und zwar

$$(T_1 s)_1 = -\sigma_1 T_1$$

(4.1)

$$(T_1 s)_{2,3} = -\omega_0 T_1 (D \pm \sqrt{D^2 - 1})$$

In diesem Fall werden formal mit "Eigenfrequenz" und "Dämpfung" zwei reelle Pole beschrieben. Für $m=0$ (aktives PI-Glied) sind Kurven konstanter "Eigenfrequenz" und "Dämpfung" als Funktionen von K und $\frac{T_2}{T_1}$ in Bild 4.10 dargestellt. Diese Darstellung vervollständigt Bild 4.1. Für den durch Gleichung (4.1) gekennzeichneten Bereich sind die Einlaufzeiten in Bild 4.9 eingetragen. In allen dort berücksichtigten Fällen liegt das Minimum im Bereich $\omega_0 T_1 < 5$.



Bild 4.9: Einlaufzeit unter Berücksichtigung der Störfreiung als Funktion der Eigenfrequenz und Dämpfung

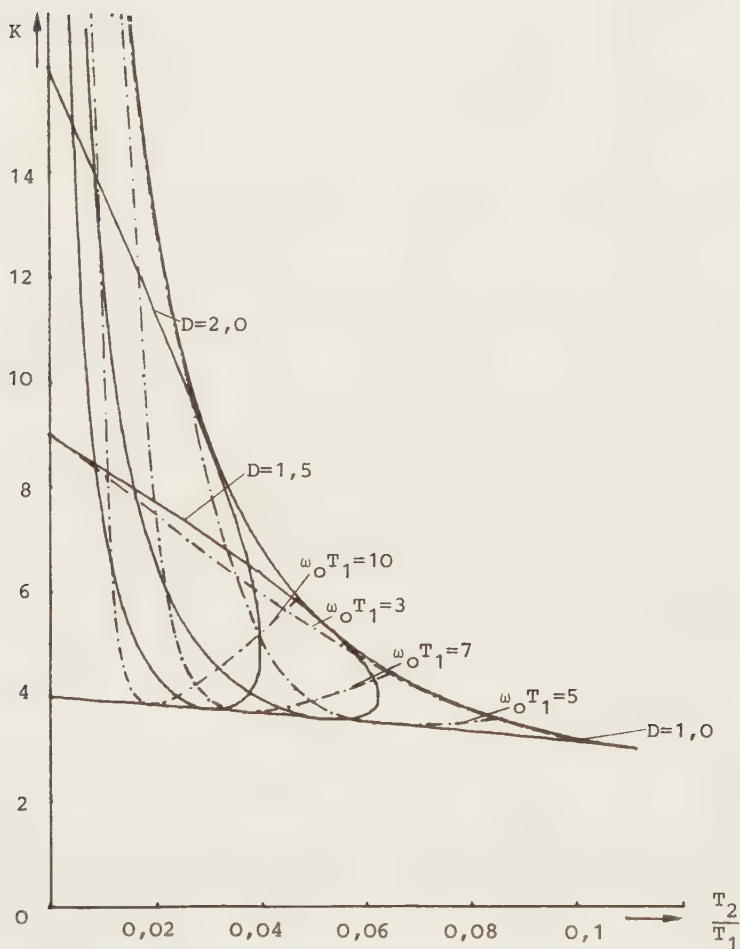


Bild 4.10: Kurven konstanter Eigenfrequenz (---) und Dämpfung (—) für den Bereich $D \geq 1$ bei Verwendung eines aktiven PI-Reglers ($m=0.0$)

Bevor man die Untersuchungen in den Minima fortsetzt, ist zu überprüfen, ob die Kurven $\frac{t_e}{T_0}$ für konstante Dämpfung weitere Extrema aufweisen und, falls vorhanden, das Verhältnis $\frac{t_e}{T_0}$ kleiner als das bisher gefundene Minimum ist. Die Forderung nach schneller Einlaufzeit wurde in anderem Zusammenhang beim Entwurf von Impulsformern untersucht [13, 14, 15]. Bei der Übertragung von Impulsfolgen über ein begrenztes Frequenzband werden die ursprünglich sehr steilen Übergänge zwischen den verschiedenen Werten verschliffen. Es entstehen zusätzlich Nachschwinger, deren Ausläufer unter Umständen sogar die nächsten Impulse erreichen. Überträgt man mehrerer Kanäle im Zeitmultiplex, findet ein unerwünschtes Nebensprechen zwischen zeitlich benachbarten Kanälen statt. Um dieses zu vermeiden, werden die Signale derart aufbereitet, daß die Übergänge wieder schnell sind und daß die nachfolgenden Überschwinger rasch abklingen. Die Sprungantwort wird durch die Anstiegszeit t_g charakterisiert. Sie ist in [15] so definiert, daß die Sprungantwort außerhalb der Anstiegszeit maximal nur um eine vorgegebene Schranke ϵ von den Sollwerten abweicht, d.h. sämtliche Über- und Unterschwinger bleiben innerhalb der Schranke (siehe Bild 4.11). Dabei sind reelle Pole ($D \geq 1$) vorausgesetzt.

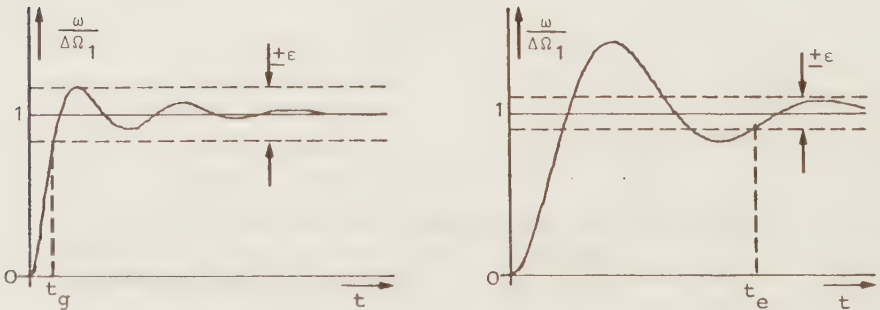


Bild 4.11 Sprungantwort eines Impulsformers und eines PLL

Für ein vergleichsweise großes ϵ ($\epsilon=10^{-2}$) ist die Einlaufzeit t_e des Vielkanaloszillators für den Bereich $1 \leq \omega_0 T_1 \leq 1000$ (logarithmischer Maßstab) und Dämpfungsfaktoren $D \geq 1$ in Bild 4.12 dargestellt.

Oberhalb der Knickstellen wird die Schranke um die Sollwerte von keinem Über- bez. Unterschwinger überschritten ($t_e = t_g$).

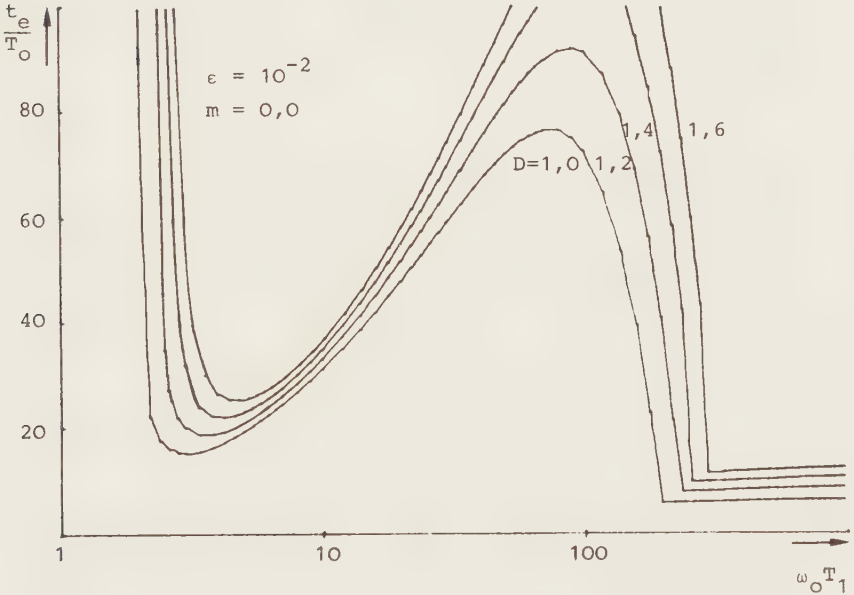


Bild 4.12: Einlaufzeit für einen PLL 3. Ordnung mit einer Übertragungsfunktion mit drei reellen Polen

Bei Dimensionierungen mit großem $\omega_0 T_1$ antwortet der Regelkreis mit sehr kurzen normierten Einlaufzeiten auf einen Frequenzsprung. Formt man aber die Gleichung (2.19) wie folgt um

$$K \cdot \frac{T_1}{T_2} = \sigma_1 T_1 (\omega_0 T_1)^2 \quad (4.2)$$

so kann man daraus unter Berücksichtigung von Gleichung (3.23a) eine Nebenbedingung für das Optimum der Einlaufzeit ableiten. Gesucht wird ein relatives Minimum bei kleinem $\omega_0 T_1$. Große Werte K bedeuten, daß die Störanteile, die im Basisbandmodell nicht berücksichtigt sind, nicht abgeschwächt, sondern verstärkt werden. Zum anderen sind für Schranken $\epsilon < 10^{-3}$ in den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Wertebereichen für D und $\omega_0 T_1$ keine weiteren Dimensionierungen gefunden worden, bei denen der PLL die eben beschriebenen Eigenschaften zeigt. Damit wird im weiteren nur noch der Bereich mit Dämpfungsfaktoren D kleiner eins behandelt.

4.3 Näherungslösung und Optimaldimensionierung

Der in Bild 4.9 dargestellte Quotient $\frac{t_e}{T_0}$ als Funktion der Systemparameter ist mit Gleichung (2.27) als worst case Näherung derart ermittelt, daß gilt

$$|A_1| e^{-\sigma_1 T_1 \frac{t}{T_1}} + \sqrt{A_{21}^2 + A_{22}^2} e^{-D \omega_0 T_1 \frac{t}{T_1}} \leq \epsilon \quad \forall t > t_e \quad (4.3)$$

Die Dimensionierungsparameter K und $\frac{T_2}{T_1}$ bestimmen die Amplitudenwerte A_1 , A_{21} und A_{22} ebenso wie die Exponenten $\sigma_1 T_1$ und $D \omega_0 T_1$. Der Einfluß der e-Funktionen dominiert.

Wählt man eine halblogarithmische Darstellung, so können die beiden Teilfunktionen der Gleichung (4.3) als Geraden dargestellt werden. Die Schnittpunkte mit der Ordinate sind durch die Amplitudenwerte festgelegt und die Steigung der Geraden wird durch die Exponenten bestimmt. Für $\epsilon \ll 1$ dominiert der Term mit dem betragsmäßig kleineren Exponenten (vergleiche Bild (2.9)). Den Bildern 4.1 - 4.8 kann man entnehmen, daß entlang einer Kurve $D = \text{const.}$ bei

wachsender Eigenfrequenz $\omega_0 T_1$, der zusätzliche reelle Pol $\sigma_1 T_1$ abnimmt. Sind aber beide Exponenten gleich, d.h. kein Anteil dominiert und verlängert den Einschwingvorgang, so kann ein Minimum der Einlaufzeit erwartet werden.

Bild 4.13 stellt einen Ausschnitt von Bild 4.9 dar. Es sind noch einmal Kurven konstanter Dämpfung im Bereich der absoluten Minima von t_e/T_0 gezeichnet.

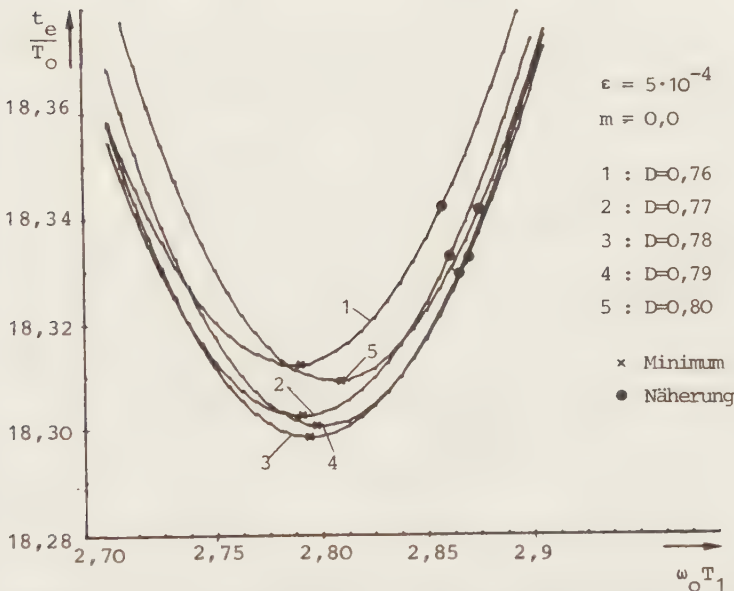


Bild 4.13 Einlaufzeit als Funktion der Systemparameter im Bereich des absoluten Minimums von t_e/T_0

Die relativen Minima sind durch (x) gekennzeichnet. Durch Gleichsetzung der Exponenten in Gleichung (4.3) findet man Lösungen, die mit (●) markiert sind. Der Fehler, der durch diese Näherung gemacht wird, kann Tabelle 4.1 entnommen werden. Er bleibt für $m=0$ (aktives PI-Glied) in allen Fällen unter 2%. Hier sind auch die Minima und Näherungen der Kurven in Bild 4.9 aufgelistet. Bei realen Schaltungen können durch die Toleranz der Bauteile die gewünschten Kreisparameter üblicherweise nicht mit dieser Genauigkeit eingehalten werden. Damit können die Fehler in jedem Fall vernachlässigt werden.

D	0,76	0,77	0,78	0,79	0,80	
ω_{OT_1}	2,782	2,783	2,785	2,788	2,797	rel. Minima
$\frac{t_e}{T_O}$	18,312	18,303	18,299	18,301	18,309	
ω_{OT_1}	2,836	2,839	2,842	2,846	2,850	Näherung
$\frac{t_e}{T_O}$	18,342	18,332	18,329	18,331	18,341	
$\Delta \frac{t_e}{T_O}$	0,1638%	0,1584%	0,1639%	0,1639%	0,1748%	rel. Fehler
D	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	
ω_{OT_1}	2,92	2,80	2,77	2,80	2,85	rel. Minima
$\frac{t_e}{T_O}$	20,77	19,26	18,48	18,31	18,87	
ω_{OT_1}	3,00	2,87	2,83	2,85	2,91	Näherung
$\frac{t_e}{T_O}$	20,80	19,29	18,51	18,34	18,90	
$\Delta \frac{t_e}{T_O}$	0,144%	0,156%	0,162%	0,164%	0,159%	rel. Fehler

Tabelle 4.1: Minima der Einlaufzeit

Mit dem Gleichsetzen der Exponenten der Sprungantwort des Regelkreises ($\sigma_1 T_1 \stackrel{!}{=} D \omega_0 T_1$) gelangt man zu sehr einfachen Dimensionierungsvorschriften:

Aus Gleichung (2.20) folgt bei Verwendung des aktiven PI-Gliedes ($m=0$) als Schleifenfilter die Beziehung

$$\omega_0 T_1 = \frac{1}{D} + 2D \quad (4.4a)$$

Für $m \neq 0$ wird aus (2.20) eine Bestimmungsgleichung 3. Grades:

$$(D \omega_0 T_1)^3 - (2D^2 + 1)(D \omega_0 T_1)^2 + 3mD^2(D \omega_0 T_1) - m^2 D^2 = 0 \quad (4.5)$$

Ist aber folgende Ungleichung erfüllt,

$$3D \omega_0 T_1 \gg m$$

so läßt sich Gleichung (4.5) um einen Grad erniedrigen [16].

Für den Bereich $0,5 \leq D < 1,0$ und $m \leq 0,3$ ist der Fehler der zusätzlichen Näherung kleiner 2 %, für $m \leq 0,1$ sogar kleiner 0,2 %.

Die allgemeine Bestimmungsgleichung für $\omega_0 T_1$ lautet

$$(\omega_0 T_1) = \frac{1 + 2D^2 + \sqrt{(1 + 2D^2)^2 - 12mD^2}}{2D} \quad (4.4b)$$

Wird (4.4b) in (2.18) bez. (2.19) eingesetzt, so gilt für die optimalen Kreisparameter des PLL 3. Ordnung

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{4D^2(1-2m) + 2z + 2}{(1 + 2D^2 + z) \{ 2D^2(3-5m) + (3-m)(z+1) \}} \quad (4.6)$$

$$K = \frac{(1 + 2D^2 + z) \{ 4D^4(1-m) + 2D^2(2-4m+m^2) + z(2D^2(1-m)+1) + 1 \}}{2D^2 \{ 2D^2(3-5m) + (3-m)(z+1) \}} \quad (4.7)$$

Aus Gleichung (4.3) folgt mit (2.18), (2.19), (3.24) und (4.4b) nach kurzer Zwischenrechnung eine Bestimmungsgleichung für $\frac{t_e}{T_0}$

$$\frac{t_e}{T_0} = \frac{1}{D} \sqrt{\frac{4D^4(1-m)+2D^2(2-4m+m^2)+z(2D^2(1-m)+1)+1}{2D^2(1-2m)+z+1}} \cdot \{ \ln \left(\frac{1}{2 \cdot (1-D^2)} (2D^2-1+z+\sqrt{2(z+4D^2+1)-12mD^2}) \right) - \ln \epsilon \} \quad (4.8)$$

In den Gleichungen (4.6) - (4.8) ist folgende Abkürzung enthalten

$$z = \sqrt{(1+2D^2)^2 - 12mD^2}$$

Es ist nur die positive Wurzel gültig, ebenso wie in Gleichung (4.4b). Nur das positive Vorzeichen liefert für $m=0$ die Beziehung nach Gleichung (4.4a).

Bei Verwendung eines aktiven PI-Gliedes ($m=0$) werden die Bestimmungsgleichungen für die Kreisparameter und die Einlaufzeit sehr viel übersichtlicher [6].

$$\frac{T_2}{T_1} = \frac{1}{3(1+2D^2)} \quad (4.9)$$

$$K = \frac{(1+2D^2)^2}{3D^2} \quad (4.10)$$

$$\frac{t_e}{T_0} = \frac{\sqrt{1+2D^2}}{D} \left\{ \ln \frac{2D^2 + \sqrt{1+3D^2}}{(1-D^2)} - \ln \epsilon \right\} \quad (4.11)$$

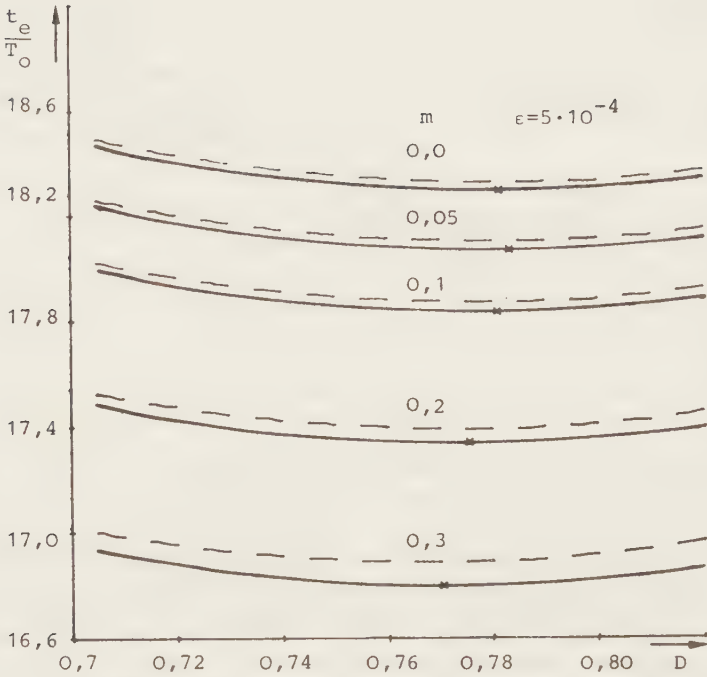


Bild 4.14: Minima der Einlaufzeit aus der Hüllkurve
 — exakt und --- Näherung; * absolute Minima

In Bild 4.14 sind die Minima der Einlaufzeit als Funktion des Dämpfungsfaktors D dargestellt, und zwar einmal die relativen Minima und zusätzlich die Einlaufzeiten, die durch Gleichsetzen der Exponenten erreicht werden. Die absoluten Minima sind in Tabelle 4.2 aufgeführt.

m	0,0	0,05	0,01	0,2	0,3
D	0,781	0,783	0,781	0,776	0,771
$\frac{t_e}{T_0}$	18,30	18,07	17,83	17,34	16,81

Tabelle 4.2: Absolute Minima der Einlaufzeit

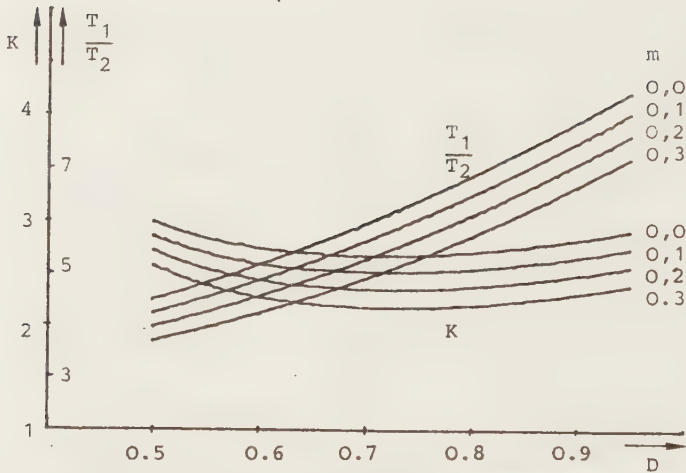


Bild 4.15: Abhängigkeit der Systemparameter für die Optimaldimensionierung

Bei Verwendung des passiven PI-Netzwerkes als Schleifenfilter nimmt die Abweichung zwischen tatsächlichen Minimum und Näherungslösung mit wachsendem m zu. Der Fehler bleibt aber auch hier kleiner 1 %.

Die optimalen Parameter als Funktion der Dämpfung D und des Proportionalanteils des PI-Gliedes sind im Bild 4.15 dargestellt.

Zur Abstützung der bisherigen Ergebnisse werden in Tabelle 4.3 für $m = 0,05$ die Parameter für das exakte Minimum der Einlaufzeit t_e - bezogen auf die Störfreiung T_0 - und für die Näherungslösung gegenübergestellt. Der theoretische Verlauf der Fehlerabweichung der Sprungantwort ist für beide Dimensionierungen in Bild 4.16 dargestellt. Es ist kein Unterschied zu erkennen. Die Näherungslösung wurde in einem Modellaufbau realisiert. Der gemessene Einschwingvorgang ist ebenfalls eingezeichnet. Man erkennt die gute Übereinstimmung zwischen theoretischen und gemessenen Werten. Für diese Dimensionierung liefern Hüllkurve und exakter Einschwingvorgang die gleiche Einlaufzeit. Der Meßaufbau wird im folgenden Kapitel beschrieben.

Die Tabelle 4.3 wird durch die Angaben zu zwei weiteren realisierten Regelschleifen vervollständigt, die nicht optimal dimensioniert sind. Die Sprungantworten dazu findet man in den Bildern 4.17 und 4.18. Dabei bestimmt in Bild 4.17 der zusätzliche reelle Pol und in Bild 4.18 der schwingfähige Anteil das Einschwingverhalten.

	Minima		(2)	(3)
	(1)a exakt	(1)b Näherung		
m	0,05	0,05	0,1	0,1
$\frac{T_2}{T_1}$	0,1545	0,1538	0,125	0,125
D	0,783	0,783	0,820	0,780
$\omega_0 T_1$	2,735	2,790	3,950	1,824
$\sigma_1 T_1$	+2,238	+2,184	+1,622	+5,255
K	2,586	2,614	3,163	2,185
$K_O/2\pi [1/s]$	$1,517 \cdot 10^5$	$1,517 \cdot 10^5$	$1,517 \cdot 10^5$	$1,517 \cdot 10^5$
K_φ	$5/\pi$	$5/\pi$	$5/\pi$	$5/\pi$
K_T	0,05	0,05	0,05	0,05
T_1 [ms]	0,6819	0,6892	0,4170	0,2881
T_2 [ms]	0,1053	0,1060	0,05213	0,03601
T_O [ms]	0,1667	0,1672	0,08290	0,06890
t_e [ms]	3,013	3,026	2,014	1,729 *) 1,630
t_e/T_O	18,07	18,10	24,26	25,09 *) 23,66

Tabelle 4.3: Parameter für verschiedene Dimensionierungen einer Regelschleife ($\varepsilon = 5 \cdot 10^{-4}$)

*) Hüllkurve und exakter Einschwingvorgang liefern unterschiedliche Einlaufzeiten. Der obere Wert folgt aus der Hüllkurve, der untere aus dem tatsächlichen Verlauf.

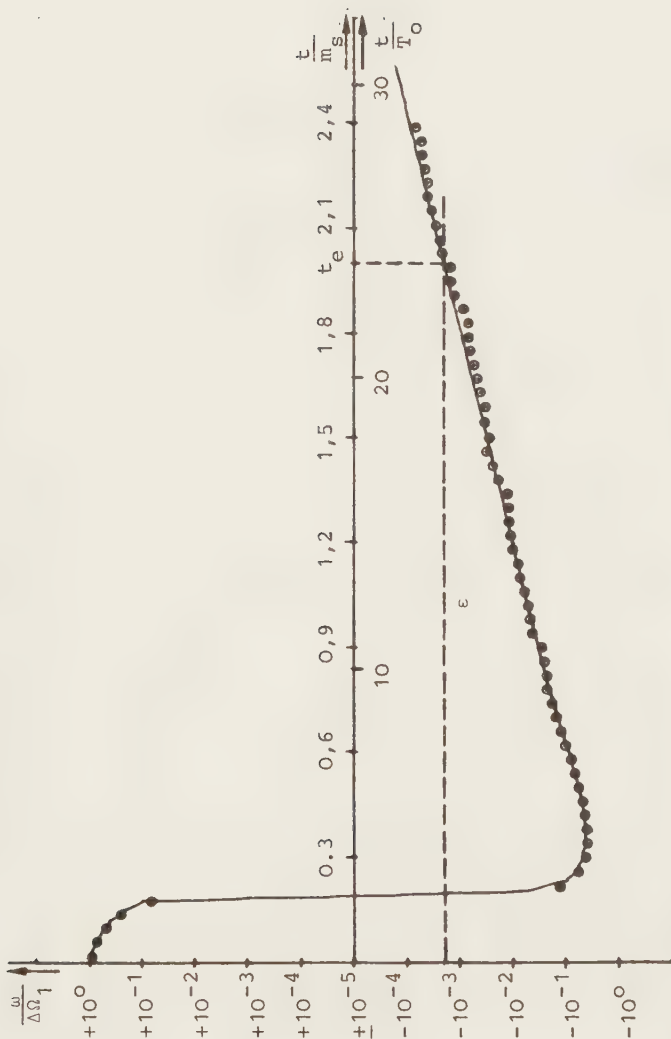


Bild 4.17: Sprungantwort des Regelkreises 3. Ordnung
berechneter und gemessener Verlauf
Dimensionierung: Tabelle 4.3, Spalte 2

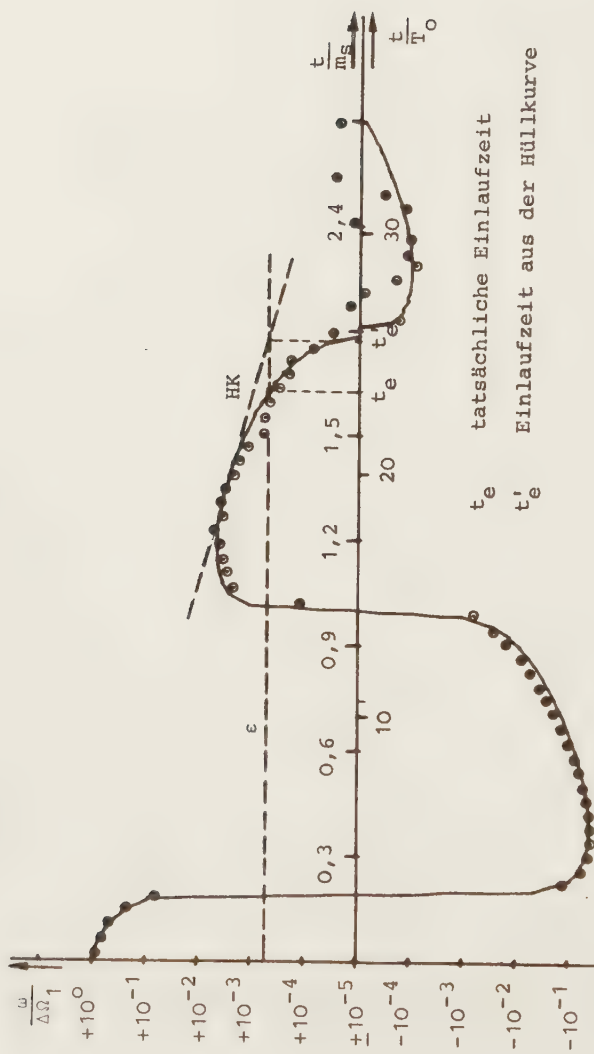
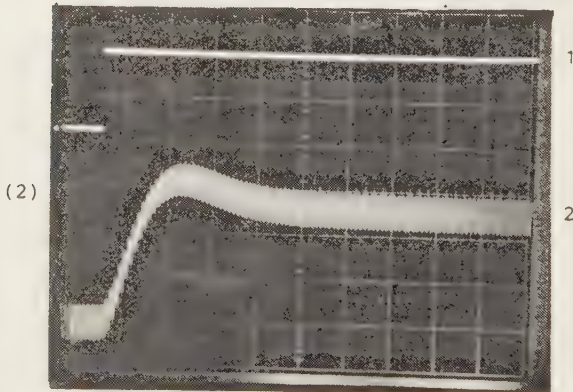
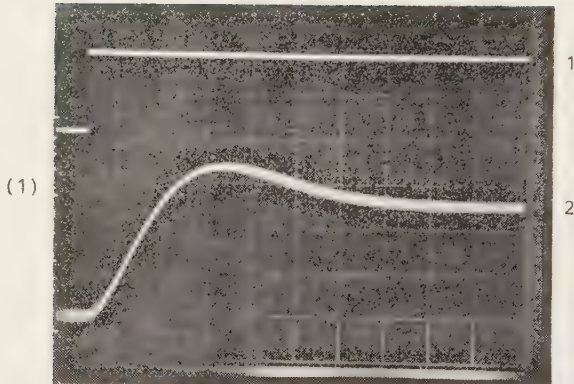


Bild 4.18: Sprungantwort des Regelkreises 3. Ordnung
 berechneter und gemessener Verlauf
 Dimensionierung: Tabelle 4.3, Spalte 3

Die Oszillogramme in Bild 4.19 beschreiben den Verlauf der Regelspannung am spannungsgesteuerten Oszillator für die drei Beispiele. Die überlagerte Störmodulation ist deutlich zu erkennen.

Gemäß Gleichung (3.23a) ist die Störampplitude des Ausgangssignals proportional zu $\frac{1}{T_O}$. Tabelle 4.3 ist zu entnehmen, daß T_O von Dimensionierung (1) zu Dimensionierung (2) etwa um den Faktor 2 abnimmt. Damit wird die Störampplitude im zweiten Fall etwa viermal größer als bei der Optimaldimensionierung. Die Referenzfrequenz ist 50 kHz, und es wird der Teilerfaktor N zwischen 21 und 20 umgeschaltet.



x-Ablenkung:

0,2 ms/DIV

y-Ablenkung:

0,1 V/DIV

Spur 1: Sprungfunktion

Spur 2: Sprungantwort

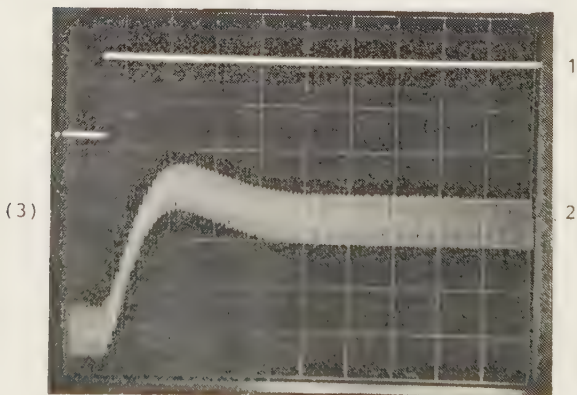


Bild 4.19: Oszillogramme der Regelspannung am SGO
für Dimensionierungen nach Tabelle 4.3.

5. MESSAUFBAU

Am Ende des letzten Kapitels wurden für verschiedene Dimensionierungen Einschwingvorgänge berechnet und durch Frequenzmessungen an einem Modellaufbau bestätigt. An die Meßgröße bez. die Meßanordnung werden dabei extreme Forderungen gestellt: eine hochgenaue Messung der Momentanfrequenz der Sprungantwort bei gleitender Fensterung. Frequenzen lassen sich bekanntermaßen nicht zu einem Zeitpunkt messen, sondern es wird immer ein Zeitintervall benötigt. Zur Ausmessung eines Einschwingvorganges, der nach wenigen Millisekunden abgeklungen ist, muß dieses Intervall (Fenster) deutlich kleiner als die zu erwartende Einlaufzeit t_e sein, d.h. das Meßfenster sollte kleiner 1 ms sein. Die Forderung an die Meßgenauigkeit wird durch die Schranke ϵ festgelegt: Der zulässige Meßfehler sollte um ein bis zwei Zehnerpotenzen kleiner sein als ϵ . Für die Beispiele des letzten Kapitels bedeutet das konkret, daß ein Signal mit einer Sollfrequenz von 50 kHz bei einer Fensterbreite von 1 ms auf etwa 10 mHz genau gemessen werden muß. Bevor der Meßaufbau, mit dem diese nicht triviale Aufgabe gelöst ist, vorgestellt wird, werden einige grundsätzliche Überlegungen zu Frequenzmessungen angestellt.

5.1 Möglichkeiten und Grenzen der Frequenzmessung

Es gibt zwei unterschiedliche Methoden, Frequenzen zu messen. Bei der ersten wird von dem auszumessenden Signal pro Periode ein Zählimpuls abgeleitet. Diese werden während einer definierten Meßtorzeit t_m ausgezählt. Diese Methode wird im weiteren direkte Frequenzmessung genannt. Bei fehlerfreier Triggerung ist das Zählergebnis bis auf 1 Ereignis genau.

Die Meßunsicherheit nimmt mit zunehmender Frequenz f_1 ab. Es gilt für die Meßtoleranz

$$\kappa_m = \frac{1}{t_m f_1} \quad (5.1)$$

mit der Meßtorzeit t_m und der zu bestimmenden Frequenz f_1 . Für niedrige Frequenzen ist diese Art der Messung unbrauchbar, da der Fehler bez. die Meßzeit zu groß ist.

Die zweite Möglichkeit wird indirekte Frequenzmessung genannt [17]. Hier wird die Periodendauer des Signals ausgemessen und der Kehrwert durch Rechnung ermittelt. Es wird wiederum vom auszumessenden Signal pro Periode ein Triggersignal erzeugt. Damit wird das Meßtor geöffnet und mit dem darauffolgenden Impuls geschlossen. Während der Meßtorzeit wird die Anzahl der Schwingungen eines hochfrequenten quarzstabilisierten Referenzoszillators ausgezählt. Es können auch N aufeinander folgende Perioden ausgemessen werden. Für die Meßtoleranz folgt bei dieser Meßmethode

$$\kappa_p = \frac{f_1}{N f_q} = \frac{1}{t_m f_q} \quad (5.2)$$

Die Meßunsicherheit wird bei fehlerfreier Triggerung nur durch die Referenzfrequenz f_q und die Meßtorzeit t_m bestimmt. Die Abhängigkeit von der auszumessenden Frequenz ist eliminiert.

In Bild 5.1 sind für beide Methoden die Fehlergrenzen dargestellt. Bei der indirekten Frequenzmessung wird von einer Referenzfrequenz von 500 MHz ausgegangen. Die Linien gleicher Meßtorzeit enden jeweils dann, wenn t_m eine Periodendauer erreicht.

Die direkte Frequenzmessung (in Bild 5.1 nur für $t_m = 1s$ eingezeichnet) wird erst für Frequenzen $f_1 > f_q$ genauer.

Das Diagramm berücksichtigt die Fehler aufgrund der Meßmethode.

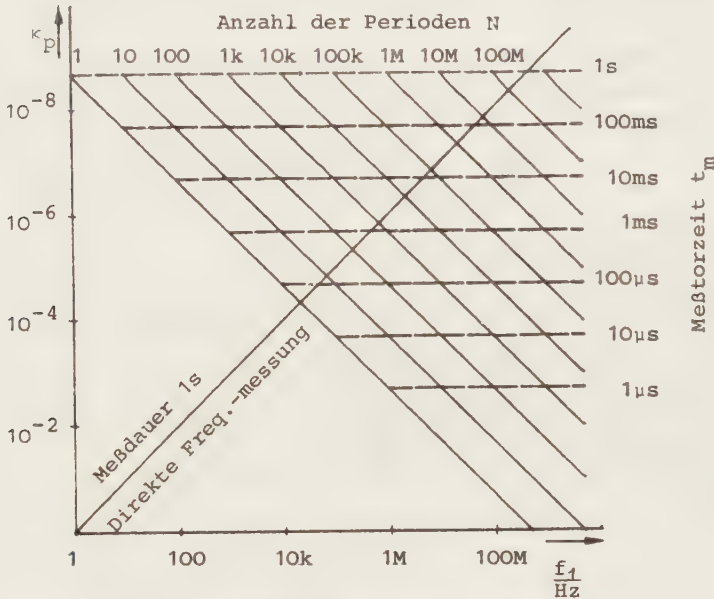


Bild 5.1: Meßunsicherheit bei direkter und indirekter Frequenzmessung; Taktfrequenz $f_q = 500 \text{ MHz}$

Eine weitere Ursache für Meßunsicherheit ist Rauschen, das dem auszumessenden Signal überlagert ist. Dadurch ist der Zeitpunkt, zu dem das Triggersignal abgeleitet wird, unbestimmt. Bei sinusförmigem Eingangssignal kann unter Annahme von Mittelwertfreiheit des Signals und der überlagerten Rauschstörung und einer Triggerschwelle in der Nähe der Nullspannung die Fehlergrenze durch folgende Beziehung bestimmt werden [17]:

$$\kappa_s = \frac{1}{N\pi(\text{SNR})} = \frac{1}{f_1 t_m \pi(\text{SNR})} \quad (5.3)$$

(SNR) ist dabei das Verhältnis Signal- zu Geräuschamplitude und N die Anzahl der auszumessenden Perioden (Bild 5.2). Dabei stellt κ die Quadratsumme von κ_p und κ_s dar.

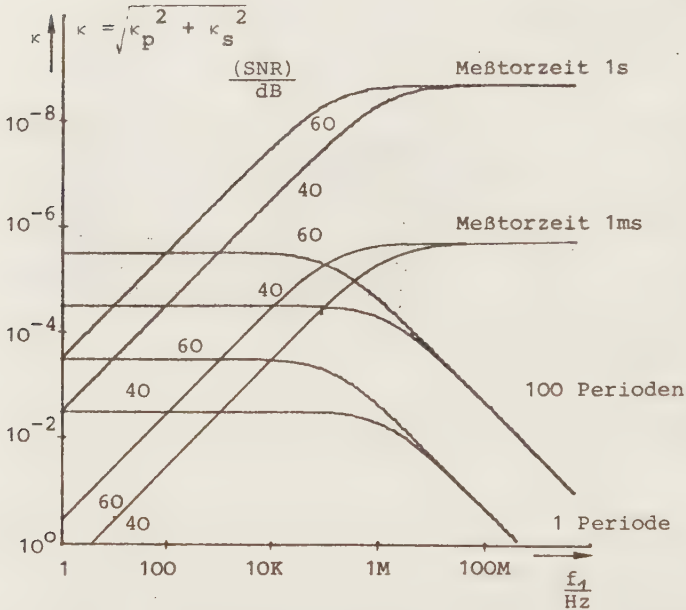


Bild 5.2 Meßunsicherheit bei verrauschten sinusförmigen Signalen ($f_g = 500$ MHz)

Für eine vorgegebene Meßtorzeit ist die Meßunsicherheit wieder eine Funktion der Eingangsfrequenz.

Wird statt eines sinusförmigen Signals ein Rechteckzug ausgemessen, so geht die Anstiegszeit t_r in die Fehlergrenze ein [17].

$$\kappa_r \approx \frac{f_1 t_r}{N(SNR)} \approx \frac{t_r}{t_m(SNR)} \quad (5.4)$$

Die Meßunsicherheit läßt sich nur noch näherungsweise durch das Verhältnis Signal- zu Geräuschamplitude ausdrücken. Nimmt man beispielsweise eine Anstiegszeit von 20 ns an - dieser Wert entspricht dem jetzigen Stand der Technik bei Meßverstärkern - und setzt ein (SNR) von 40 dB voraus, so wird bei einer Meßtorzeit von 1 ms die Meßunsicherheit $\kappa_r = 2 \cdot 10^{-7}$. Vergleicht man diesen Wert mit der entsprechenden Fehlergrenze in Bild 5.2, so wird die Verbesserung der Meßgenauigkeit deutlich.

Weitere Fehler bei der Frequenzmessung treten durch das Meßgerät selbst auf. Diese systematischen Fehler seien nur stichpunktartig aufgezählt:

- a) Genauigkeit des Referenzoszillators [18]
 - aa) Kurzzeit- und Langzeitstabilität
 - ab) Abhängigkeit von Temperaturschwankungen
 - ac) Abhängigkeit von Schwankungen der Versorgungsspannung
- b) Hysterese bei der Erzeugung der Start- und Stopimpulse
- c) Stabilität des Triggerpegels
- d) Unterschiedliche Laufzeiten bei der Verarbeitung der Impulse
- e) Bandbreite der Verstärker.

Die gerätespezifischen Fehlergrenzen des im Meßaufbau verwendeten Frequenzmessers sind der Tabelle 5.1 [17] zu entnehmen. Sie sind gegenüber allen anderen Toleranzen zu vernachlässigen.

Die Meßgenauigkeit wird durch eine Summe von Fehlern bestimmt, und zwar einmal durch Zeitfehler, wie die Ungenauigkeit um eins bei der Zählung und Schwankungen der Referenz, und zum anderen durch Amplitudenfehler. Hier wird durch Rauschen, Bandbreitenbegrenzung, Drift- und Hystereseeffekte der Triggerzeitpunkt unbestimmt. Außerdem kommen noch die systematischen Fehler des Meßgerätes dazu.

In den meisten Anwendungsfällen überwiegt eine Fehlerursache. Für die im nächsten Abschnitt 5.3 vorgestellte Meßanordnung ist es der Zeitfehler (Bild 5.1).

Kurzeitstabilität (1 s)	des Oszillators	$< 1 \cdot 10^{-11}$
Langzeitstabilität (1 Tg)		$< 5 \cdot 10^{-10}$
Systematische Fehler		$< 7 \cdot 10^{-9}$

Tabelle 5.1: Spezifikationen des Frequenzzählers
hp 5345 A

5.2 Zeitintervallmessung

Der im Meßaufbau (Beschreibung im nächsten Abschnitt) verwendete Frequenzzähler arbeitet nach dem Prinzip der indirekten Frequenzmessung.

Im Kapitel 5.1 wurde gezeigt, daß in der Meßanordnung der Zeitfehler κ_p die Genauigkeit der Ergebnisse bestimmt. Die Fehlergrenzen, wie sie in Bild 5.1 dargestellt sind, werden nur dann erreicht, wenn das Meßfenster t_m exakt ein Vielfaches der Periodendauer des auszumessenden Signals ist. Es können verschiedene Meßzeiten t_m gewählt werden. Bei veränderter Frequenz f_1 ist aber diese Forderung des exakten Vielfachen nicht zu erfüllen.

Ein Meßfenster mit $t_m = t_3 - t_2$ ist in Bild 5.3 in Spur (5) dargestellt. Die Frequenz des sinusförmigen Eingangssignals soll bestimmt werden (t_m ist kein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer). Dazu steht die Impulsfolge (2) eines Referenzoszillators zur Verfügung. Die Triggerschwelle (in (1) gestrichelt) ist ebenso wie die Flanke wählbar. Beide sollten der Signalform angepaßt sein. Ein Startimpuls (3) zum Zeitpunkt t_1 löst einen Meß-

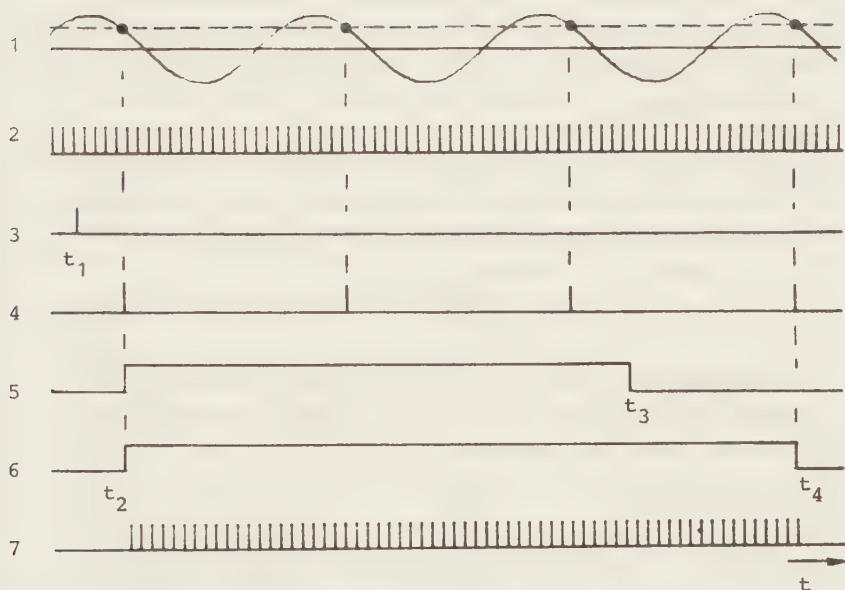


Bild 5.3: Meßablauf

- 1 Eingangssignal und Triggerschwelle
- 2 Referenzsignal
- 3 Startimpuls
- 4 Triggerimpulse
- 5 vorgegebenes Meßfenster
- 6 tatsächliches Meßfenster
- 7 Zählimpulse zur Bestimmung der Periodendauer

vorgang aus. Der nächstfolgende Triggerimpuls (4) öffnet bei t_2 das eingestellte Meßfenster (5) und das Zähltor (6). Zum Zeitpunkt t_3 ist die gewählte Meßzeit beendet. Der nächste Triggerimpuls schließt das Zähltor (6) bei t_4 . Aus der Summe der Taktimpulse (7) und der Anzahl der Triggerimpulse während der Zeit $t_4 - t_2$ wird durch Rechnung die Periodendauer bez. die Frequenz bestimmt. Die Messung selbst ist also beschränkt auf eine Zeitintervallmessung zwischen zwei Zeitpunkten.

Wie schon erwähnt, ist das Ausmessen von Sprungantworten eines Vielkanaloszillators "punktweise" vorzunehmen. Dies ist wegen der Intervallmessung nicht möglich. Deshalb ist zumindest darauf zu achten, daß die Meßtorzeit klein gegenüber der Einlaufzeit t_e ist. Wie in Bild 5.1 dargestellt, nimmt die Meßtoleranz mit kleiner werdender Zeit t_m zu. Um diesen Effekt zu kompensieren, wird dem Meßfenster ein zweites Meßtor überlagert mit $t_{m2} > t_{m1}$. Der Meßvorgang wird so oft wiederholt, bis gilt

$$M \cdot t_{m1} \geq t_{m2}$$

Die Verminderung der Meßunsicherheit durch wiederholtes Messen ist proportional zu $\sqrt{M}$ [19]. Damit kann die Gleichung 5.2 erweitert werden.

$$\kappa' = \frac{1}{\sqrt{M}} \frac{1}{t_{m1} f_q} \quad (5.5)$$

Für Bild 5.4 ist die Ausgangsfrequenz eines Regelkreises im synchronisierten Zustand vermessen worden. Über der Zeit ist die Frequenzdifferenz zur Sollfrequenz von 50 kHz aufgetragen. Die Meßzeiten t_{m1} betragen 20 μ s, 120 μ s und 500 μ s. Für $M = 100$ sind die Toleranzgrenzen nach Gleichung (5.5) eingetragen. Die Meßzeiten sind nach 0,5 ms und 1,5 ms umgeschaltet worden. Die Toleranzgrenze wird in allen Abschnitten gerade eingehalten.

Die Rauschunsicherheit (Gleichung 5.4) wird durch die Anzahl M der Messungen nicht beeinflusst. Bleibt man bei den Werten, die zu $\kappa_r = 2 \cdot 10^{-7}$ führen, so wird für $M = 100$ und eine Referenzfrequenz f_q von 500 MHz etwa die gleiche Meßtoleranz κ' erreicht. Eine Verbesserung der Meßtoleranz durch Vergrößerung von M ist nicht möglich.

Takfrequenz 500 MHz

Referenzfrequenz 50 kHz

Wiederholfrequenz 100 Hz

Mittelung über 100 Meßvorgänge

$t_{m1} = 20 \mu s$ für $0 \leq t < 0,5 ms$

Meßfenster: $t_{m1} = 120 \mu s$ für $0,5 ms \leq t < 1,5 ms$

$t_{m1} = 500 \mu s$ für $1,5 ms \leq t$

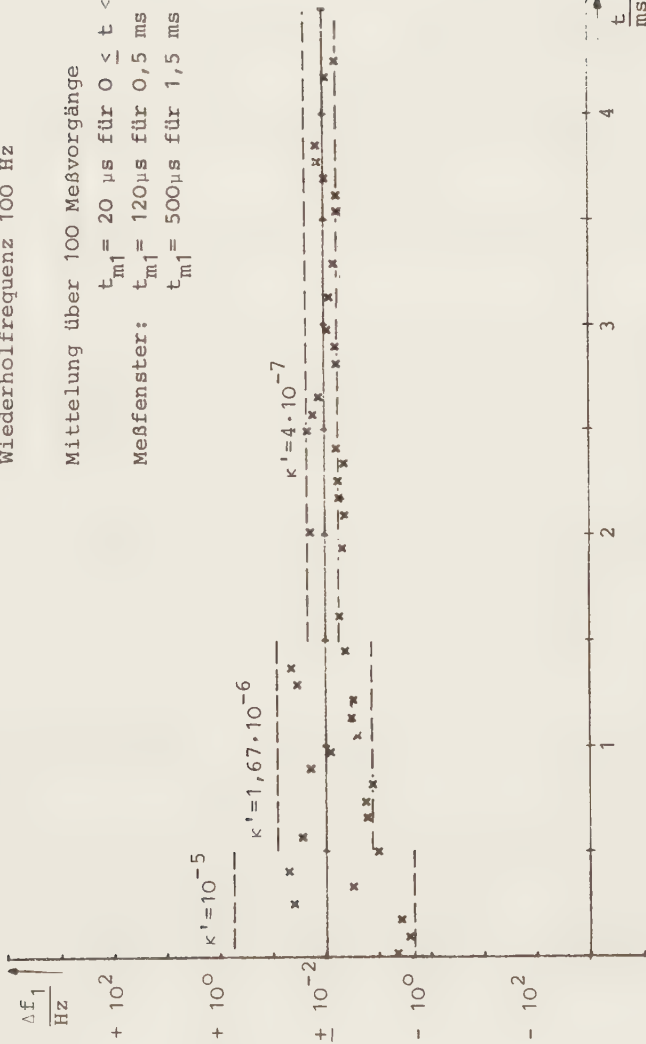


Bild 5.4: Toleranzen für verschiedene Meßzeiten

5.3 Der Meßaufbau

Die bisherigen Ausführungen zeigen, daß für eine maximale Frequenzauflösung das exakte Reproduzieren eines Einschwingvorganges auch über längere Zeit erforderlich ist, d.h. alle Steuersignale sind phasenstarr mit dem quartz-genauen Referenzsignal zu verkoppeln. Wird also das Steuerungssignal zur Kanalumschaltung des Vielkanaloszillators durch Frequenzteilung von dem Referenzsignal abgeleitet, so hat letzteres zum Umschaltzeitpunkt immer die gleiche Phasenlage. Besonders bei Verwendung digitaler Phasendiskriminatoren ist dies erforderlich, da die Phaseninformation für die Regelung nur einmal pro Periode erzeugt wird.

Für die Ermittlung des flüchtigen Anteils der Sprungantworten wird die Frequenzdifferenz zwischen Momentan- und Sollfrequenz gebildet. Um nun nicht für jede Differenz zwei Messungen durchzuführen, werden der Generator G, der die Referenz für den Regelkreis erzeugt, und der Meßoszillator des Frequenzzählers synchronisiert (Bild 5.5). Eine Änderung der Sollfrequenz ist nur innerhalb der Toleranz des Taktgenerators des Frequenzzählers möglich. Ist der Generator ein Synthesizer, so kann auf die Referenzfrequenzmessung ganz verzichtet werden, denn die Messung liefert nur den eingestellten Wert.

Zur Erzeugung des Meßfensters t_{m1} dienen zwei Impulsgeneratoren IG_1 und IG_2 und eine Torschaltung. IG_1 und IG_2 sind flankengesteuerte Verzögerungselemente. IG_1 , angestoßen durch das Schaltsignal, öffnet das Meßtor nach einer einstellbaren Zeit. Das Intervall t_{m1} zwischen Start- und Stop-Impuls wird durch IG_2 festgelegt. Zur Mittelung über M Meßwerte ist das Meßfenster t_{m2} des Zählers um den gleichen Faktor M größer zu wählen als t_{m1} .

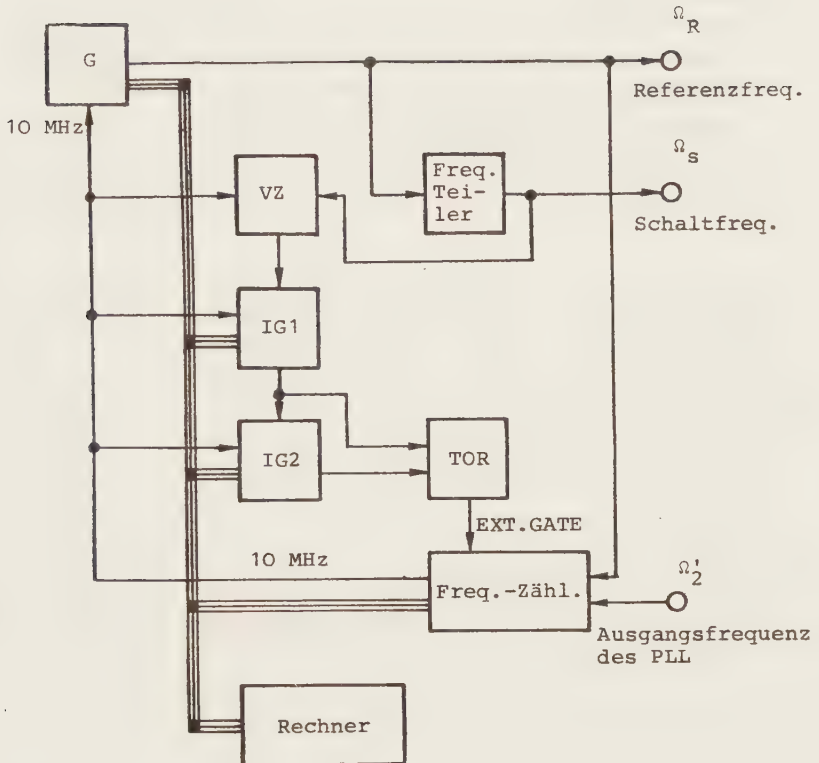


Bild 5.5: Meßaufbau

Der Frequenzzähler, der Synthesizer und die Impulsgeneratoren sind über den IEC-Bus an einen Rechner anzuschließen. Damit kann der Meßvorgang automatisiert werden. Die Referenzfrequenz wird durch Programm eingestellt. Damit entfällt die Messung dieser Frequenz.

Es bleibt in Bild 5.5 der mit VZ gekennzeichnete Block. Dies ist ein Schieberegister, dessen Taktung durch den Referenzoszillator erfolgt. Der Startimpuls des Meßfensters wird bei der Messung am hochfrequenten phasenmodulierten Regelkreis Ausgang an das Ausgangssignal des Phasendiskriminators angepaßt: t_{m1} muß ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer der Eingangsfrequenz sein. Dies ist erforderlich bei Verwendung eines Phasendiskriminators mit sägezahnförmiger Kennlinie ohne Hysterese.

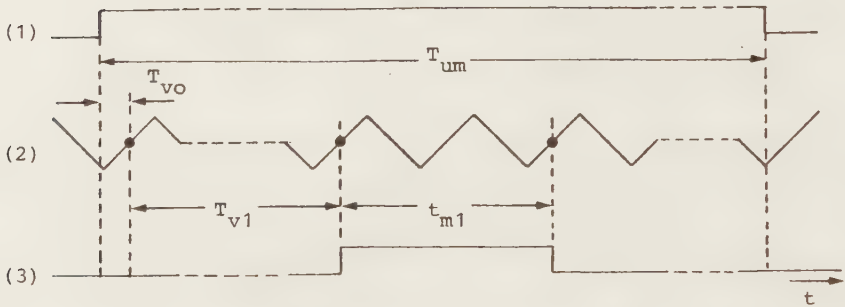


Bild 5.6 Anpassung des Meßfensters an das Filterausgangssignal
 (1) Schaltfunktion für den programmierbaren Frequenzteiler
 (2) Störfunktion am VCO-Eingang
 (3) Fensterung

Durch ihn entsteht am Eingang des spannungsgesteuerten Oszillators eine näherungsweise dreieckförmige Störmodulationskurve wie in Bild 5.6 dargestellt. Die Anzahl der hochfrequenten Perioden, ein Vielfaches entsprechend $\frac{1}{K_T}$ pro Periode der Referenzfrequenz, kann um eins schwanken, da der Störanteil mit $\varphi(t)$ phasenmoduliert wird (vergleiche Gleichung 3.1).

Schiebt man das Meßfenster t_{m1} , wie in Bild 5.6 dargestellt, über die Störfunktion, erreicht man trotz der Unsicherheit um eins in der Anzahl der Perioden eine gute Ausmittlung der Störmodulation. Sie kann recht erheblich sein, wie die Oszillogramme in Bild 4.19 zeigen. Die Verschiebung um T_{VO} wird mit dem Block VZ in Bild 5.5 erreicht. Die gute Ausmittlung wird erst erreicht, wenn die Sprungfunktion weitestgehend ausgeregelt ist (T_{V1} sollte größer sein als die zu erwartende Zeit t_e).

Bei Verwendung des Phasendiskriminators mit Hysterese sind die Störungen gemäß Kapitel 3 sehr viel kleiner, aber dafür tritt ein anderer Effekt in den Vordergrund: Die Spannung $u_o(t)$ ist keine Rechteckfunktion mit unendlich steilen Flanken. Die Anstiegszeit der Flanken wird durch die begrenzten Bandbreiten der Pegelumsetzung festgelegt. Für sehr kleine Phasendifferenzen liegen positive und negative Flanken so dicht beieinander, daß die maximale ($\varphi > 0$) bez. minimale ($\varphi < 0$) Spannung nicht erreicht wird. Die Diskriminatorempfindlichkeit nimmt ab und damit ändert sich die Kreisverstärkung. Bei PD ohne Hysterese kann dieser Effekt vernachlässigt werden, da er am Rand des linearen Bereiches auftritt, Phasensprünge sind vereinbarungsgemäß nicht zugelassen.

Beim PD mit Hysterese erzeugt dieser Effekt eine "Verbiegung" der Kennlinie im Bereich kleiner Werte φ . Die Annahme von trapezförmigen Ausgangssignalen führt zu einer Empfindlichkeit von $K_\varphi = 0$ für $\varphi = 0$, daß entspricht einer Auftrennung des Regelkreises. Einschwingvorgänge dieses Kreises sind nicht mit denen des linearen Modells zu vergleichen. Die Einlaufzeit wird größer und im synchronisierten Zustand verbleibt eine Unruhe in der Regelgröße.

An dieser Stelle muß noch auf eine weitere systematische Fehlerquelle eingegangen werden: Bei allen bisherigen Be-

trachtungen wurde angenommen, daß die das Umschalten des Teilerfaktors steuernde Schaltung phasenstarr an die Referenzfrequenz des Vielkanaloszillators angebunden ist. Es treten aber auch hier Phasenschwankungen auf. Damit trifft die Annahme gleicher Anfangsbedingungen für jede Sprungantwort nicht mehr zu. Es hat sich gezeigt, daß durch eine mehrfache Wiederholung (10fach) der Messung mit einem Meßfenster $M \cdot t_m$ des Frequenzzählers und eine Mittelung über die zehn Meßwerte die Genauigkeit, wie sie durch Gleichung 5.5 bez. 5.4 ermittelt wurde, erhalten bleibt. Die Mittelung wird mit dem den Meßablauf steuernden Rechner durchgeführt.

6. DIE ERWEITERUNG DES REGELUNGSTECHNISCHEN BASISBANDMODELLS EINES VIELKANALOSZILLATORS

6.1 Der digitale Phasendiskriminator

In Kapitel 2.1 wurde darauf hingewiesen, daß bei Verwendung digitaler Bausteine für den Diskriminator die Phaseninformation einmal pro Periode als Impuls bestimmter Breite vorliegt.

Der Diskriminator mit Sägezahncharakteristik und Hysterese liefert Impulse der Breite τ , wie in Bild 3.1 dargestellt. Für den Phasenvergleich mit gleicher Kennlinie aber ohne Hysterese gilt die gleiche Beschreibung unter der Voraussetzung $|\tau| < \frac{T_1}{2}$. Es ist dem Regelsignal ein symmetrisches Rechtecksignal mit der Referenzfrequenz zu überlagern (Bild 6.1).

Ist die Impulsdauer τ klein gegenüber allen anderen im System vorkommenden Zeitkonstanten, so kann der Impuls als Dirac-Stoß gleichen Flächeninhaltes dargestellt werden. Der diskontinuierliche Regelkreis wird durch die Abtasteinrichtung zu einem zeitvarianten System. Aufgrund der

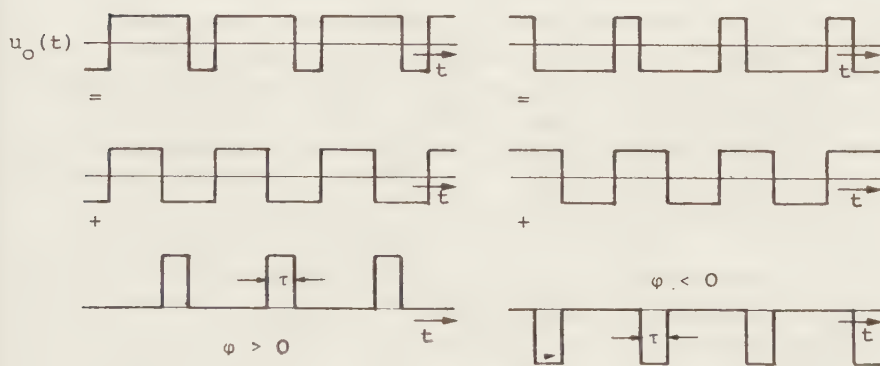


Bild 6.1 Zerlegung von $u_O(t)$ des sägezahnförmigen Phasendiskriminators ohne Hysterese für positive und negative Phasendifferenzen (vgl. Bild 3.1)

Linearität der Abtastung und der Beschränkung des Phasendiskriminators auf seinen linearen Bereich kann der Schalter über den Summationspunkt hinaus in beide Zweige geschoben werden [20].

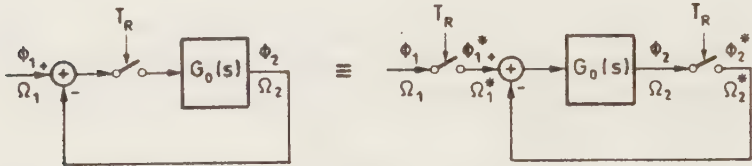


Bild 6.2: Regelkreis mit ein und zwei Abtasteinrichtungen

Die abgetasteten Signale zu den diskreten Zeitpunkten $k \cdot T_R$ lassen sich wie folgt darstellen

$$\phi_1^*(kT_R) = \sum_{n=0}^{\infty} \phi_1(nT_R) \delta_O(kT_R - nT_R) \quad (6.1)$$

$$\phi_2^*(kT_R) = \sum_{n=0}^{\infty} \phi_2(nT_R) \delta_O(kT_R - nT_R)$$

$$k, n \geq 0 ; \quad k, n \in \mathbb{Z} ; \quad T_R = \frac{2\pi}{\Omega_1}$$

Für den entsprechend Bild 6.2 abgewandelten Regelkreis existiert das Ausgangssignal nur zu den Abtastzeitpunkten. Diese Beschreibung ist aber ausreichend, denn es wird pro Periode nur ein Wert benötigt. Die Laplacetransformierte der Übertragungsfunktion kann angegeben werden [21].

$$G_*(s) = \frac{G_{O*}(s)}{1 + G_{O*}(s)} \quad (6.2a)$$

Der Index * weist darauf hin, daß die Funktion eine Folge von Probenwerten darstellt.

Das System kann auch im z-Bereich beschrieben werden.

Wählt man die sprunginvariante Z-Transformation, so erhält man für das diskrete geschlossene Ersatzsystem $G_D(z)$ [21]:

$$G_D(z) = \frac{\phi_2(z)}{\phi_1(z)} = \frac{G_O(s)}{1+G_O(s)} \Big|_{s=0} + \sum_{v=1}^n \frac{R_v}{s_{\infty v}} \cdot \frac{z-1}{z-z_{\infty v}} \quad (6.3)$$

mit $z_{\infty v} = e^{s_{\infty v} T_R}$.

Dabei sind R_v die Residuen des geschlossenen analogen Kreises.

Für das System 3. Ordnung lautet die Sprungantwort im z-Bereich

$$\begin{aligned} G_D(z) \cdot \frac{z}{z-1} &= \frac{z}{z-1} + A_1 \frac{z}{z-e^{-\sigma_1 T_1}} + \\ &\frac{1}{2} (A_{22} + jA_{21}) \frac{z}{z-e^{-\omega_0 T_1} (D-j\sqrt{1-D^2})} + \\ &\frac{1}{2} (A_{22} - jA_{21}) \frac{z}{z-e^{-\omega_0 T_1} (D+j\sqrt{1-D^2})} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Die Sprungantwort besteht aus einer Folge von Werten, die mit denen mit Gleichung (2.22) zu den Zeitpunkten $k \cdot T_R$ ermittelten übereinstimmen.

Die Regelschleife gehorcht in den Abtastzeitpunkten weiterhin den Gesetzen des analogen Kreises.

Ist die Voraussetzung, daß die Impulsbreite klein gegenüber allen anderen Zeitkonstanten des Systems ist, nicht mehr erfüllt, so reicht für den Phasendiskriminator die Beschreibung durch eine Konstante nicht mehr aus. Es ist der

Fall zu untersuchen, daß T_R und die zusätzliche Zeitkonstante T_2 des Schleifenfilters von gleicher Größenordnung sind. T_1 ist stets größer als T_2 (vergleiche Bild 4.15). Mit dem Diskriminator mit sägezahnförmiger Kennlinie und Hysterese ist auch bei diesen Dimensionierungen eine ausreichende Störbefreiung des Ausgangssignals möglich. Nur muß der Verlauf der Regelspannung zwischen den Abtastzeitpunkten berücksichtigt werden.

Im synchronisierten Zustand entstehen am Phasendiskriminatorausgang für positive Differenzphasen Impulse der Höhe $\hat{U}$ und für negative Werte von φ Impulse der Höhe $-\hat{U}$, jeweils mit der Breite τ (Bild 6.3)

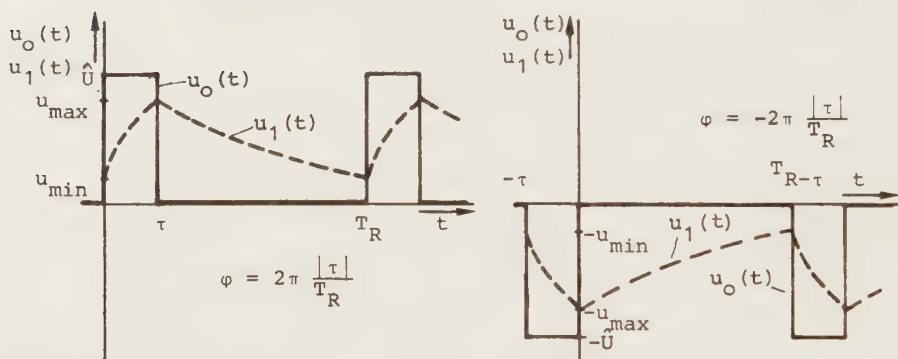


Bild 6.3: Ausgangssignale des sägezahnförmigen Phasendiskriminators mit Hysterese und des nachgeschalteten RC-Tiefpasses $\varphi = f(\tau)$

Es wird der Phasenverlauf am VCO-Ausgang für positive Verstimmungen ermittelt. Ersetzt man in diesem Rechengang τ durch $(T_R - \tau)$ und invertiert $\hat{U}$, erhält man die entsprechende Lösung für negative Phasendifferenzen. Die Impulse werden durch den nachgeschalteten Tiefpaß (Zeitkonstante T_2) verschliffen (in Bild 6.3 $u_1(t)$). Der Signalverlauf läßt sich durch folgende Gleichung beschreiben:

$$u_1(t) = \begin{cases} u_{\min} - (\hat{U} - u_{\min}) \left(1 - e^{-\frac{t}{T_2}}\right) & \text{für } 0 \leq t \leq \tau \\ u_{\max} e^{-\frac{t-\tau}{T_2}} & \text{für } \tau \leq t \leq T_R \end{cases} \quad (6.5)$$

$$\text{mit } u_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{\tau}{T_2}}}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}} \hat{U} ; \quad u_{\min} = \frac{1 - e^{-\frac{\tau}{T_2}}}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}} \hat{U}$$

$$\text{und } \overline{u_1(t)} = \overline{u_0(t)} = \frac{\tau}{T_R} \hat{U}$$

Das passive PI-Glied kann näherungsweise wie folgt beschrieben werden:

Der Gleichanteil der Spannung $u_1(t)$ (Gleichung 6.5) wird ungeschwächt übertragen, während der Anteil mit der Periodendauer T_R um den Proportionalitätsfaktor verringert wird (vergleiche Bild 2.5 mit $T_1 > T_R, T_2$ und $\Omega_R T_1 = 2\pi \frac{T_1}{T_R} \gg 1$).

$$u_3(t) \approx \overline{u_1(t)} + m(u_1(t) - \overline{u_1(t)}) \quad (6.6)$$

Verfolgt man das Signal in Bild 2.8 weiter, so gilt

$$\omega(t) \approx \Delta\Omega - K_O K_T \overline{u_1(t)} - m K_O K_T (u_1(t) - \overline{u_1(t)}) \quad (6.7)$$

Im synchronisierten Zustand ist die Frequenzabweichung $\Delta\Omega$ ausgegletzt.

$$\Delta\Omega - K_O K_T \overline{u_1(t)} \equiv 0 \quad (6.8)$$

Somit gilt für die Phase am Ausgang des Integrierers

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \omega(\tau) d\tau \quad (6.9)$$

Nach kurzer Zwischenrechnung erhält man für den Mittelwert $\overline{\varphi(t)}$ folgende Gleichung

$$\overline{\varphi(t)} = \varphi_T + K \frac{T_2}{T_1} \left\{ -\frac{T_R \varphi_T^2}{4\pi T_2} + \left(1 + \frac{T_R}{2T_2}\right) \varphi_T - 2\pi \frac{1 - e^{-\frac{T_R \varphi_T}{T_2}}}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}} \right\} \quad (6.10)$$

Dabei ist die Randbedingung

$$\varphi_0 = \varphi(0) = \varphi(T_R)$$

berücksichtigt. Außerdem sind noch folgende Abkürzungen eingeführt:

$$\varphi(\tau) = \varphi_T ,$$

$$\tau = \frac{T_R}{2\pi} \varphi_T \quad \text{und}$$

$$\frac{\hat{U}}{2\pi} = K_\varphi .$$

Führt man den Rechengang in gleicher Weise für negative Differenzphasen φ durch, so lautet das Ergebnis

$$\overline{\varphi(t)} = \varphi_T + K \frac{T_2}{T_1} \left\{ -\frac{T_R \varphi_T^2}{4\pi T_2} + \left(1 - \frac{T_R}{2T_2}\right) \varphi_T + 2\pi \frac{1 - e^{-\frac{T_R \varphi_T}{T_2}}}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}} \right\} \quad (6.11)$$

Der Verlauf von $\overline{\varphi(t)}$ als Funktion von φ_T ist für zwei verschiedene Dimensionierungen des Regelkreises in den Bildern 6.4 und 6.5 dargestellt, und zwar über den gesamten Bereich von 0 bis 2π (a) und zusätzlich für $-0,5 \leq \varphi \leq +0,5$ (b). Für $\frac{T_R}{T_2} \ll 1$ wird das lineare Modell mit $\overline{\varphi(t)} = \varphi_T$ bestätigt.

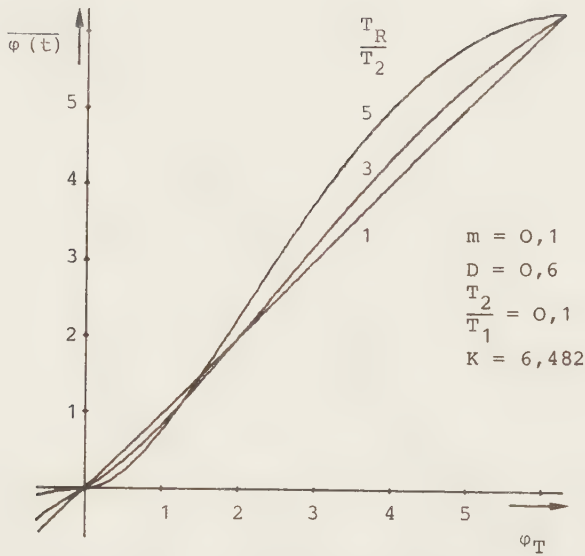


Bild 6.4a: Mittelwert der Phase als Funktion der Regelgröße φ_T

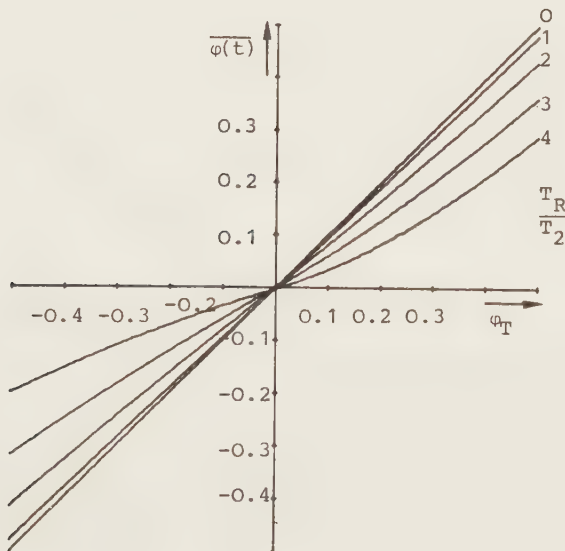


Bild 6.4b: Mittelwert der Phase für kleine φ_T

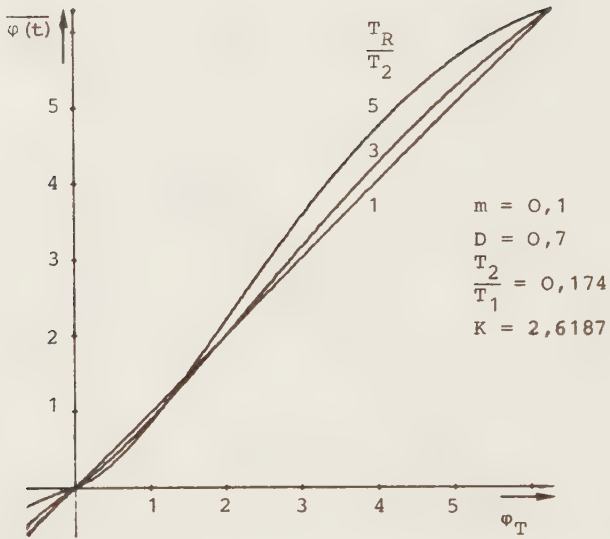


Bild 6.5a: Mittelwert der Phase als Funktion der Regelgröße φ_T

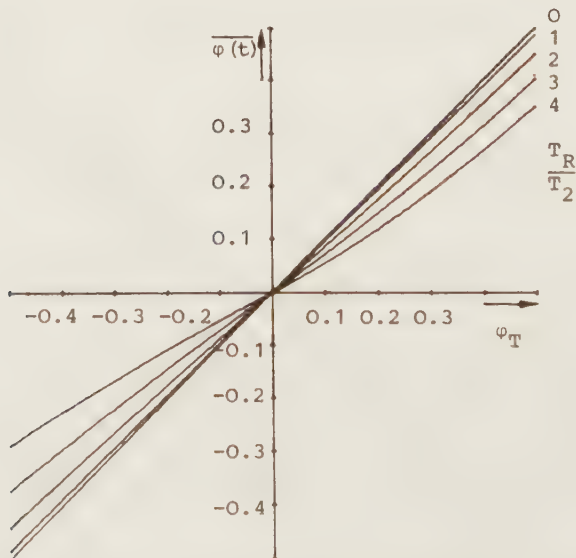


Bild 6.5b: Mittelwert der Phase für kleine φ_T

Der von φ_T abhängige Exponentialterm wird in eine Potenzreihe entwickelt; damit wird

$$\overline{\varphi(t)} = B_1 \varphi_T + B_2 \varphi_T^2 + B_3 \varphi_T^3 + \dots \quad (6.12)$$

In Tabelle 6.1 sind die Koeffizienten als Funktion der Kreisparameter für positive und negative Differenzphasen zusammengestellt.

	$\varphi_T \geq 0$	$\varphi_T \leq 0$
B_1	$1 + K \frac{T_2}{T_1} \left(1 + \frac{T_R}{2T_2} - \frac{T_R}{T_2 (1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}})} \right)$	
B_2	$\frac{K}{4\pi} \frac{T_2}{T_1} \frac{T_R}{T_2} \left(\frac{T_R}{T_2} - \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}} - 1 \right)$	$\frac{K}{4\pi} \frac{T_2}{T_1} \frac{T_R}{T_2} \left(-\frac{T_R}{T_2} - \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}} - 1 \right)$
B_3	$-\frac{K}{24\pi^2} \frac{T_2}{T_1} \left(\frac{T_R}{T_2} \right)^3 \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}}$	$\frac{K}{24\pi^2} \frac{T_2}{T_1} \left(\frac{T_R}{T_2} \right)^3 \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_R}{T_2}}}$

Tabelle 6.1: Koeffizienten der Gleichung (6.12)

Für $|\varphi_T| \ll 1$ kann die Reihenentwicklung nach dem linearen Term abgebrochen werden.

Gleichung (6.12) beschreibt eine nichtlineare Beziehung zwischen dem Abtastwert φ_T des digitalen Phasendiskriminators und dem für die Regelung wirksamen Mittelwert $\bar{\varphi}$ des Phasenfehlers. Im Basisbandmodell (Bild 2.8) wird diese durch eine Erweiterung mit einer Nichtlinearität im Phasendiskriminator berücksichtigt.

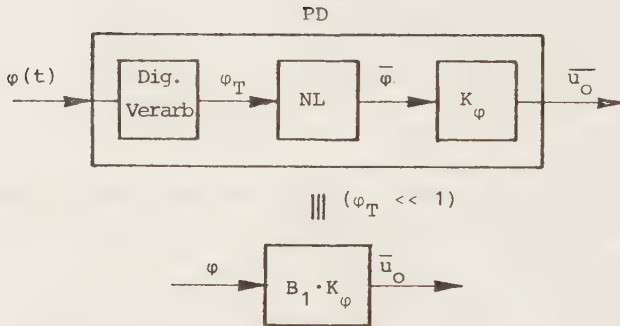


Bild 6.6: Ersatzmodell für den digitalen Phasendiskriminator

Für Dimensionierungen mit guter Störfreiung, d.h. die Störfrequenz ist größer als die 3-dB-Grenzfrequenz des RC-Gliedes ($\frac{T_R}{T_2} < \pi$) ist lediglich der lineare Koeffizient $B_1 < 1$ zu berücksichtigen, so daß ein lineares Ersatzmodell mit reduzierter Diskriminatorsteilheit entsteht.

Die gute Übereinstimmung der berechneten Sprungantwort des verbesserten Basisbandmodells mit der Messung an einem Modellaufbau zeigt Bild 6.7. Bestätigt werden die Ergebnisse durch Werte, die mit Hilfe eines Simulationsprogrammes an einem Rechner ermittelt sind [23]. Sie sind ebenfalls in Bild 6.7 eingezeichnet. Dagegen liefert das ursprünglich lineare Modell erhebliche Abweichungen.

An dieser Stelle ist anzumerken, daß für die Sprungantwort im Anfangsbereich die Gleichung (6.5) nur eingeschränkt gültig ist. Es wurde vorausgesetzt, daß die Spannungen $u_{\min}$ und $u_{\max}$ konstant sind bez. daß sie sich nur langsam ändern. Wie aber Bild 6.7 zeigt, ist bis zum Maximum des ersten Überschwingers die Abweichung zwischen den beiden berechneten Kurven gering. Die Einlaufzeit wird durch den nachfolgenden Bereich bestimmt. Hier trifft die obige Annahme zu.

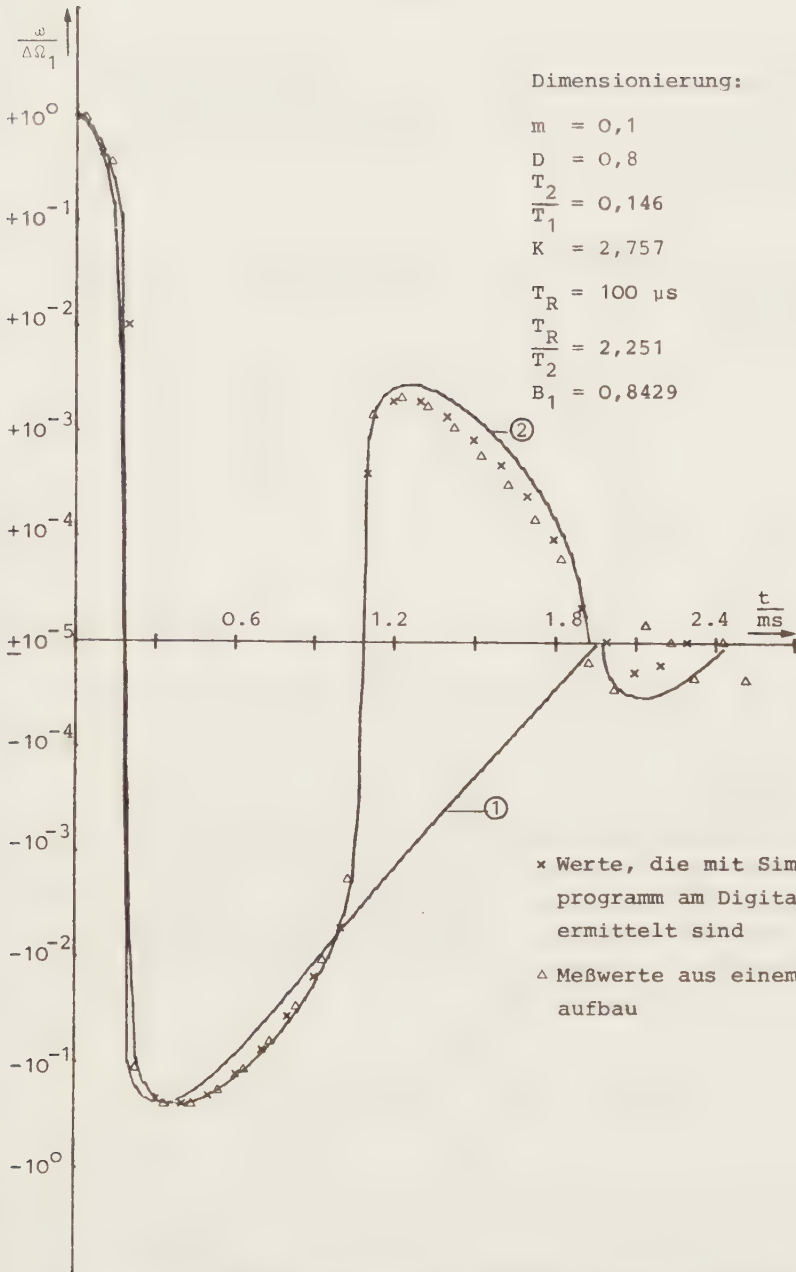


Bild 6.7: Sprungantwort des linearen Basisbandmodells ① und des erweiterten Kreises für schnelle Einschwingvorgänge ②

Für den Phasendiskriminator (PD) mit Sägezahnkennlinie ohne Hysterese trifft die gleiche Beschreibung zu, wenn den Regelimpulsen ein symmetrisches mittelwertfreies Rechtecksignal mit der Amplitude $\pm \frac{U}{2}$ und der Frequenz $\frac{2\pi}{T_R}$ überlagert wird.

Führt man für dieses Signal am Ausgang des PD den gleichen Rechengang durch, so erhält man für die Phase φ folgende Beziehung:

$$\varphi(t) = \frac{\pi K T_2}{T_1} \begin{cases} \frac{\frac{T_R}{2T_2} - 2 \frac{1-e^{-\frac{T_R}{2T_2}}}{1+e^{-\frac{T_R}{2T_2}}} - \frac{t}{T_2} + 2 \frac{1-e^{-\frac{t}{T_2}}}{1+e^{-\frac{t}{T_2}}} & \text{für } 0 \leq t \leq \frac{T_R}{2} \\ \frac{t}{T_2} - \frac{T_R}{2T_2} - 2 \frac{1-e^{-\frac{t - \frac{T_R}{2}}{T_2}}}{1+e^{-\frac{t - \frac{T_R}{2}}{T_2}}} & \text{für } \frac{T_R}{2} \leq t \leq T_R \end{cases} \quad (6.13)$$

$\varphi(t)$ ist die Antwort des aufgetrennten Kreises auf oben beschriebene Erregung. In Bild 6.8 ist die Phasendifferenz zwischen Referenz- und Ausgangssignal während einer Perdiendauer T_R für verschiedene Zeitkonstantenverhältnisse $\frac{T_R}{T_2}$ dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = \frac{T_R}{2}$ erfolgt der positive Sprung des Ausgangssignals. Dies ist die eingangs erwähnte Phasenverschiebung um π . [$\varphi(\frac{T_R}{2})=0$]. Bildet man den Mittelwert von $\varphi(t)$

$$\overline{\varphi(t)} = \frac{\pi K T_2}{T_1} \left(\frac{\frac{T_R}{4T_2} - \frac{1-e^{-\frac{T_R}{2T_2}}}{1+e^{-\frac{T_R}{2T_2}}} \right) = \frac{1}{2} \varphi(0) \quad (6.14)$$

so erhält man einen Ausdruck für die konstante mittlere Phasenverschiebung des VCO-Signals aufgrund der Phasenmodulation. Diese ist unabhängig von der Regelgröße $\varphi(\tau) = \varphi_T$ und ist ohne Einfluß auf die dynamischen Regeleigenschaften [43].

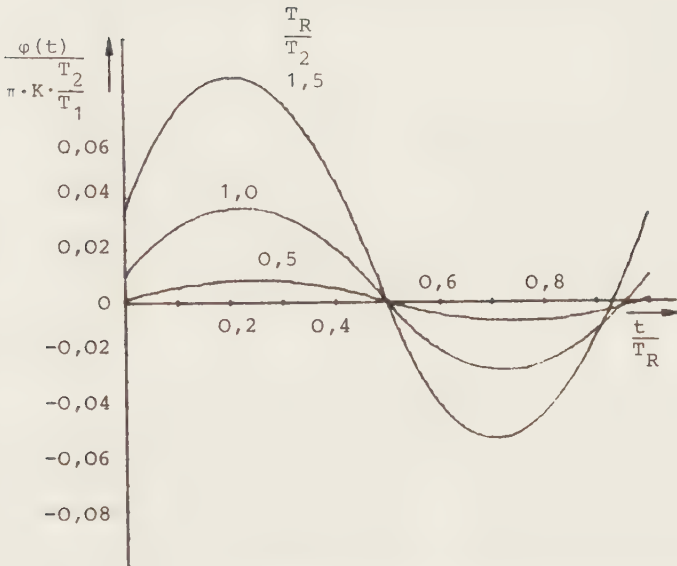


Bild 6.8: Phasenmodulation des VCO-Signals bei Verwendung des sägezahnförmigen Diskriminators ohne Hysterese

Zusammenfassend kann man sagen, daß auch für schnelle Regelkreise mit bevorzugt digitalen Phasendiskriminatoren die Optimaldimensionierung nach Kapitel 4 gültig ist. Es muß nur die Diskriminatorsteilheit K_φ um den Faktor B_1 abgeschwächt werden, d.h. es gilt

$$K = m \cdot B_1 \cdot K_\varphi K_O K_T T_1$$

6.2 Der programmierbare Frequenzteiler und Kompensation des Einflusses des Teilerfaktors auf die statische Regelsteilheit

Bei Verwendung eines digitalen Phasendiskriminators in der Regelschleife bieten sich flankengesteuerte binäre oder dezimale Synchron- bez. Asynchrone Zähler gleicher Schaltkreisfamilie an. Die programmierbaren Bausteine zählen vor- oder rückwärts. Mit Modulo-Vorteilern, sogenannten "Pulse Swallowing"-Zählern, können heute Frequenzen bis in den GHz-Bereich verarbeitet werden.

Wie schon in Kapitel 2 gezeigt, wird der programmierbare Frequenzteiler (PFT) im Basisbandmodell mit $K_T = \frac{1}{N}$ beschrieben. Die Darstellung des PFT durch Proportionalanteil und Laufzeit, wie z.B. in [4], konnte nicht bestätigt werden. Bei synchroner Umschaltung - diese ist notwendig, da sonst zusätzliche Phasensprünge auftreten (vergleiche Kapitel 2.3) - und nur einer Phasenmessung während einer Periode T_R (digitaler Phasendiskriminator) der Referenzfrequenz tritt keine zusätzliche Verzögerung durch den Teiler auf. Es sind Einschwingvorgänge mit dem linearen Modell unter Einfügung verschiedener Laufzeiten $e^{-s\tau}$ berechnet worden, und mit entsprechenden Ergebnissen, gewonnen durch Simulation am Rechner und Messungen am Versuchsaufbau, verglichen worden. Eine auch nur näherungsweise Übereinstimmung konnte nicht festgestellt werden [44, 45].

Im Gegensatz dazu ergibt die Beschreibung des digitalen Phasendiskriminators durch ein Proportionalglied und nachfolgende Nichtlinearität (diese kann, wie gezeigt wurde, näherungsweise durch einen Abschwächungsfaktor ersetzt werden) und die des PFT durch eine Konstante, ein

Basismodell, das bei allen durchgeführten Dimensionierungen die gewünschte Genauigkeit liefert.

Es bleibt die Abhängigkeit der Kreisverstärkung vom Teilerfaktor. Der Frequenzwechsel des Vielkanaloszillators wird durch Änderung des Teilerfaktors ausgelöst. Mit der Variation von K_T gilt die Optimaldimensionierung nur für einen einzigen Faktor K_T . Da die Kreisparameter vorgegeben sind, ändern sich für verschiedene K_T die Systemgrößen Dämpfung, Eigenfrequenz und zusätzlicher reeller Pol. Damit ist eine minimale Einlaufzeit nur für einen sehr schmalen Frequenzbereich gewährleistet.

Um diese Abhängigkeit der Kreisverstärkung zu eliminieren, wird ein Verstärker mit nichtlinearer Kennlinie in den Regelkreis eingefügt [24]. Für seine Verstärkung v gilt

$$K_T v = \frac{v}{N} = c_1 = \text{const.} \quad (6.15)$$

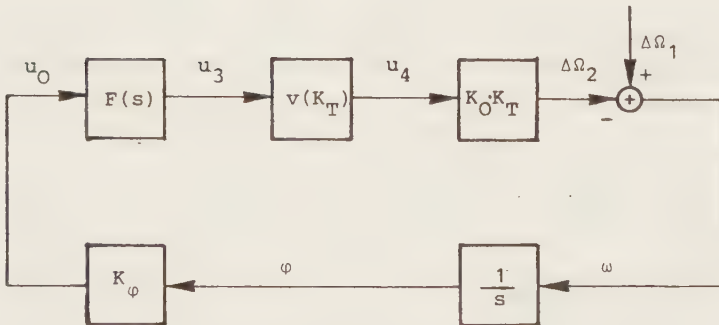


Bild 6.9: Erweiterung des Regelkreises mit einem nichtlinearen Verstärker (vergleiche Bild 2.8).

Aus der Definition der Verstärkung v und Gleichung (6.15) läßt sich die erste Bedingung zur Bestimmung der Kennlinie ableiten

$$v = \frac{du_4}{du_3} = c_1 N \quad (6.16)$$

Mit der Beziehung zwischen Ein- und Ausgangsfrequenz

$$\Omega_2' = N \Omega_1' = \Omega_{20}' + K_O u_4 \quad (6.17)$$

erhält man die Differentialgleichung

$$\frac{du_4}{du_3} = c_1 N = c_1 \left(\frac{\Omega_{20}'}{\Omega_1'} + \frac{K_O}{\Omega_1'} \cdot u_4 \right) \quad (6.18)$$

Für die Lösung dieser Gleichung müssen einige Voraussetzungen getroffen werden:

$$u_4(0) = f(u_3=0) = 0$$

$$\Omega_2'(0) = \Omega_{20}' = N_O \Omega_1'$$

Die Integration von Gleichung (6.18) und Einsetzen in Gleichung (6.17) liefert die Beschreibung der Verstärkerkennlinie

$$u_4 = \frac{N_O \Omega_1'}{K_O} \left(e^{\frac{c_1 K_O}{\Omega_1'} u_3} - 1 \right) \quad (6.19)$$

Mit der Bedingung

$$\left(\frac{du_4}{du_3} \right)_{u_4=0} \stackrel{!}{=} 1$$

$$\text{gilt für } c_1 = \frac{1}{N_O}$$

Das führt zu einem konstanten Wert $v \cdot K_T = \frac{1}{N_O} = K_{TO}$, mit dem eine Optimaldimensionierung durchgeführt werden kann.

Mit $\Omega_{20}' = N_0 \cdot \Omega_1$ folgt aus Gleichung (6.17) und (6.19)

$$\frac{N}{N_0} = e^{\frac{c_1 K_0 u_3}{\Omega_1}}$$

Entwickelt man den Exponentialterm in eine Reihe und bricht diese nach dem quadratischen Glied ab, bleibt für einen Frequenzbereich von einer Oktave ($\frac{N_{\max}}{N_{\min}} = 2$) des Vielkanaloszillators der Fehler einer linear-quadratischen Näherung der Verstärkerkennlinie (6.19) unter 1%.

Der Verstärker kann noch eine weitere Aufgabe im Regelkreis übernehmen: Er wird als Summierer geschaltet. In Abhängigkeit des Teilerfaktors N werden Gleichspannungen derart zugeschaltet, daß der spannungsgesteuerte Oszillator näherungsweise mit der Sollfrequenz schwingt. Damit ist eine Verkürzung der Einlaufzeit möglich. Ein Schaltungsvorschlag ist in [24] zu finden.

7. GEKOPPELTE SYSTEME

7.1 Verschiedene Realisierungsmöglichkeiten

Der in den vorangegangenen Kapiteln beschriebene Vielkanaloszillator läßt sich nur auf ganzzahlige Vielfache der Referenzfrequenz Ω_R einstellen. Die Einlaufzeit bis zum Erreichen der neuen Frequenz nach einem Frequenzwechsel umfaßt viele Perioden von Ω_R . Wird die Forderung der hohen Nebenwellenfreiheit durch die Wahl eines schmalbandigen Schleifenfilters erfüllt, so wird die Einlaufzeit sehr lang. Für eine Rasterfrequenz von 25 kHz bei Einhaltung der geforderten Nebenwellenfreiheit von 80 dB sind minimale Einlaufzeiten $t_e = 1 \dots 2$ ms erreichbar entsprechend 25 ... 50 Perioden der Referenzfrequenz [46].

Werden also bei gleicher Nebenwellenfreiheit kürzere Einlaufzeiten als die durch die Optimaldimensionierung nach Kapitel 4.3 erreichten gefordert, so kann das mit einem einfachen Regelkreis nur durch Vergrößerung der Referenzfrequenz erreicht werden. Dann ist aber ein Umschalten der Ausgangsfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators im ursprünglichen Kanalarasterabstand nicht mehr möglich. In der Literatur [4, 30-36] werden verschiedene Schaltungskonzepte beschrieben, die zu den gewünschten kürzeren Einlaufzeiten führen. Anordnungen nach dem Prinzip der direkten Frequenzsynthese - als Baugruppen werden Frequenzumsetzer oder Mischer, Filter, Frequenzteiler und -vervielfacher eingesetzt - werden im Rahmen der Arbeit nicht behandelt.

Für die indirekte Synthese, d.h. beim Einsatz von PLL-Regelschleifen, gibt es eine Reihe von Schaltungsvarianten. Vergleicht man die verschiedenen Möglichkeiten, so stellt man fest, daß zunächst der einfache Kreis mit einem Mischer erweitert ist. Ein digitaler Mischer wird in Kapitel 7.2 behandelt.

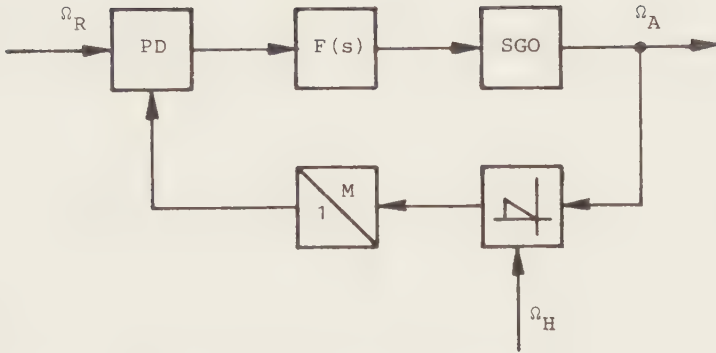


Bild 7.1: PLL mit Mischer und Teiler

Die Ausgangsfrequenz Ω_A der in Bild 7.1 dargestellten Anordnung gehorcht unterschiedlichen Gesetzen für eine Auf- oder Abwärtsmischung:

$$\Omega_A = M\Omega_R - \Omega_H$$

Aufwärtsmischung

$$\Omega_A = \Omega_H + M\Omega_R \quad \text{für } \Omega_A > \Omega_H$$

$$\Omega_A = \Omega_H - M\Omega_R \quad \text{für } \Omega_A < \Omega_H$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{für } \Omega_A > \Omega_H \\ \text{für } \Omega_A < \Omega_H \end{array} \right\}$$

Abwärtsmischung

(7.1)

Ist die Mischfrequenz Ω_H die Ausgangsfrequenz eines weiteren Regelkreises und wird dessen Vergleichsfrequenz wie die Referenz Ω_R durch Frequenzteilung von einem Mutteroszillator abgeleitet, so gelangt man zu einer Anordnung (Bild 7.2), wie sie in [32] und [34] vorgeschlagen ist.

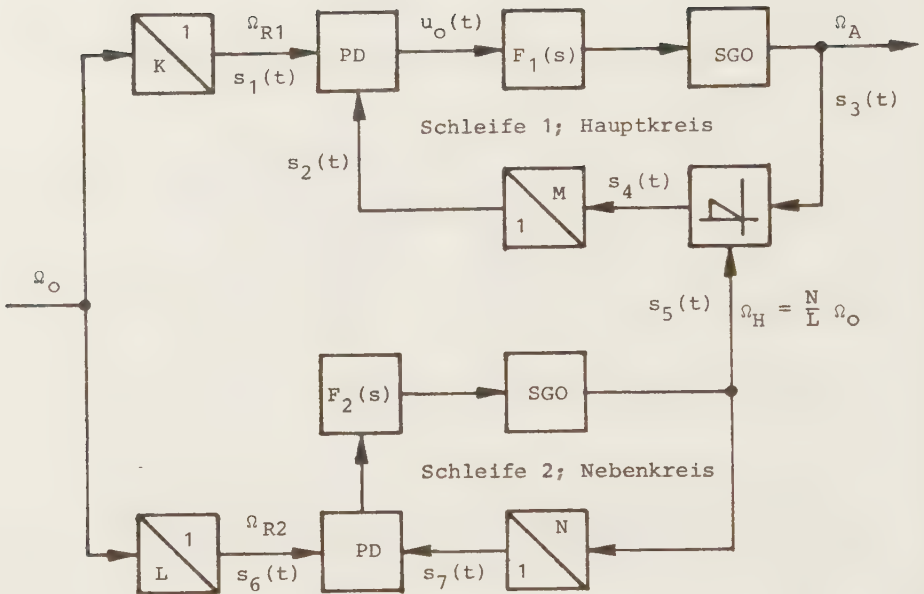


Bild 7.2: Zweistufiger Vielkanaloszillator

Das Bildungsgesetz für die Ausgangsfrequenz lautet:

$$\Omega_A = \left(\frac{M}{K} \pm \frac{N}{L} \right) \Omega_O ; \Omega_A > \Omega_H \quad (7.2)$$

Dabei wird vorausgesetzt, daß $\Omega_A > \Omega_H$ ist. Das negative Vorzeichen gilt bei Aufwärtsmischung und das positive bei Abwärtsmischung.

Eine weitere Variante führt zu einer Frequenzdekade [4] (Bild 7.3).

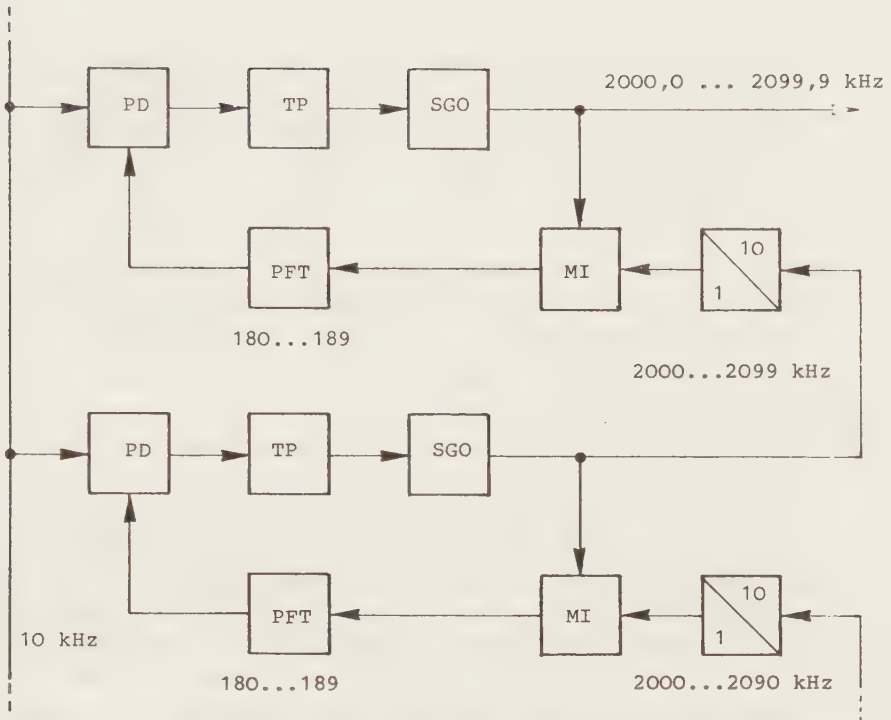


Bild 7.3: Ausschnitt aus einer mehrstufigen Frequenzdekade
Die programmierbaren Frequenzteiler werden zwischen 180 und 189 umgeschaltet.
Die Eingangsfrequenz (Ω_H) am Mischer (MI) ist die durch 10 geteilte Ausgangsfrequenz der jeweils vorherigen Stufe.

Die Schleifen sind alle identisch aufgebaut. Sie arbeiten alle mit gleicher Referenzfrequenz. Von Stufe zu Stufe ist die Ausgangsfrequenz um eine Stelle feiner einstellbar. Ziel dieser Anordnung ist die hohe Auflösung eines Frequenzbereiches. Kurze Einlaufzeiten nach einem Frequenzwechsel sind dabei zweitrangig.

Die Anordnung mehrerer Schleifen nach Bild 7.3 findet aus diesem Grund als Vielkanaloszillator keine Verwendung. Die Untersuchungen für gekoppelte Systeme sollen exemplarisch an dem zweistufigen Kreis (Bild 7.2) durchgeführt werden.

Ziel ist es, die Ausgangsfrequenz Ω_A im Kanalarasterabstand Ω_K umzuschalten. Dies ist nur möglich, wenn sich die Eingangsfrequenzen Ω_{R1} und Ω_{R2} um Ω_K unterscheiden und Ω_{R1} und Ω_{R2} ganzzahlige Vielfache von Ω_K sind.

$$\begin{aligned}\Omega_{R1} &= x\Omega_K \\ \Omega_{R2} &= (x \pm 1)\Omega_K\end{aligned}\quad (7.3)$$

Im weiteren wird Ω_{R1} als Referenzfrequenz Ω_R des Hauptkreises (Schleife 1) bezeichnet. Für die weitere Untersuchung wird o.B.d.A. $\Omega_{R2} = (x + 1)\Omega_K$ gewählt. Damit kann das Bildungsgesetz für die Ausgangsfrequenz Ω_A gemäß Gleichung (7.1) wie folgt beschrieben werden.

$$\Omega_A = (M \pm N)\Omega_R \pm N\Omega_K ; \Omega_R = \Omega_{R1} = x\Omega_K \quad (7.2a)$$

Das positive Vorzeichen steht für Abwärtsmischung und das negative für Aufwärtsmischung.

7.2 Die digitale Mischstufe

Bei Verwendung digitaler Phasendiskriminatoren und Frequenzteiler bietet sich eine besonders einfache Form der Frequenzmischung an. Anstelle der Verwendung analoger Ringmodulatoren oder Doppelgegentakt-Mischer werden zunächst aus den beiden Mischereingangssignalen Impulsfolgen erzeugt. Beim Abwärtsmischen werden aus dem höherfrequenten Signal Impulse ausgeblendet bez. beim Aufwärtsmischen Impulse eingefügt. Eine mögliche Realisierung ist in [38] beschrieben.

Im folgenden soll gezeigt werden, daß bei einer digitalen Realisierung unter bestimmten Voraussetzungen auf eine Bandfilterung am Ausgang des Mischers verzichtet werden kann. Damit entfällt die Berücksichtigung der Gruppenlaufzeit des Filters bei der Behandlung des erweiterten Basisbandmodells für gekoppelte Kreise.

Es wird ausgegangen von den hochfrequenten Folgen $s_3(t)$ und $s_5(t)$ in Bild 7.2. Beide Kreise befinden sich im synchronisierten Zustand. Aufgrund der gemeinsamen Eingangsfrequenz Ω_0 sind beide Signale an den Eingängen des Mischers phasenstarr verkoppelt. Es wird angenommen, daß die Ausgangssignale der spannungsgesteuerten Oszillatoren ungestört sind. Bei Einhaltung der bei Vielkanaloszillatoren geforderten Störfreiung wird diese Annahme hinreichend gut erfüllt. Die Signalverläufe am Mischer, Teiler und Phasendiskriminator sind für eine Abwärtsmischung in Bild 7.4 dargestellt. Der PD ist mit zwei rückgekoppelten Flip-Flops realisiert (sägezahnförmige Kennlinie mit Hysterese). Das Signal $u_{ST}(t)$ ist pulsdauermoduliert. Eilen die Impulse von $s_2(t)$ denen von $s_1(t)$ voraus, ist $u_{ST}(t)$ vorderflankenmoduliert, im umgekehrten Fall ist $u_{ST}(t)$ rückflankenmoduliert. Diese Modulation erzeugt zusätzliche Störgrößen, die wie die in Kapitel 3 behandelten Störer über das Kreisfilter zum spannungsgesteuerten Oszillator übertragen werden. Das Störsignal ist entsprechend Bild 6.1 der ungefilterten Regelspannung $u_0(t)$ überlagert. Es ist im synchronisierten Zustand mittelwertfrei. Ein möglicher Gleichanteil wird ausgeregelt oder in $u_0(t)$ berücksichtigt.

Die Ausgangsimpulse des programmierbaren Frequenzteilers in Schleife 1 folgen im ungestörten Fall, d.h. der Mischer fehlt im Kreis, im Abstand $T_R = \frac{2\pi}{\Omega_R}$. Durch das Ausblenden beziehungsweise Einschieben von Impulsen aus bez. in das höherfrequente Mischereingangssignal ist der Abstand nicht mehr konstant. Die Lage verschiebt sich um maximal eine

Periodendauer des höherfrequenten Signals gegenüber dem ungestörten Fall. Ist $\Omega_A > \Omega_H$, so gilt für den Maximalwert der symmetrischen Verschiebung ins Positive und Negative

$$\hat{\tau} = \frac{1}{2} \frac{2\pi}{\Omega_A}.$$

Ein geschlossener Ausdruck für $u_{ST}(t)$ ist allgemein nicht anzugeben. Es kann aber die Grundfrequenz des periodischen Störers bestimmt werden. Sie ist der größte gemeinschaftliche Teiler der Frequenzen Ω_A , Ω_H und Ω_R .

$$\Omega_{ST} = \text{ggT} \{ \Omega_A, \Omega_H, \Omega_R \} \quad (7.4)$$

Berücksichtigt man die Gleichungen (7.2a) und (7.3), so können weitere Aussagen über Ω_{ST} gemacht werden.

$$\Omega_A = \{ x(M+N) \} \Omega_K$$

$$\Omega_H = \{ N(x+1) \} \Omega_K \quad (7.5)$$

$$\Omega_R = x \Omega_K$$

Man erkennt sofort, daß die Rasterfrequenz Ω_K eine mögliche Störfrequenz ist. Zerlegt man x in Primfaktoren und bildet alle Teilprodukte dieser Faktoren, so sind das die möglichen Vielfachen von Ω_K , die bei bestimmten Teilerfaktoren M und N als Grundfrequenz des Störers auftreten können.

Es wird für eine gekoppelte Anordnung mit Abwärtsmischung üblicherweise $\Omega_R = 10 \Omega_K$ und $\Omega_A > \Omega_H$ gewählt. Dabei kann der modulierende Störer $\tau(t)$ aufgrund des digitalen Mischers als sägezahnförmiges Signal beschrieben werden. Für das Beispiel in Bild 7.4 ist es ein "fallender Sägezahn" mit der Frequenz $3\Omega_K$.

Die Anzahl z der Sägezähne pro Periode $T_K = \frac{2\pi}{\Omega_K}$ wird durch den ganzzahligen Rest der Division von Ω_A durch Ω_R bez. Ω_H durch Ω_R bestimmt. Das pulsdauermodulierte Signal $u_{ST}(t)$ entsteht dann durch Abtastung des sägezahnförmigen Störers mit Ω_R .

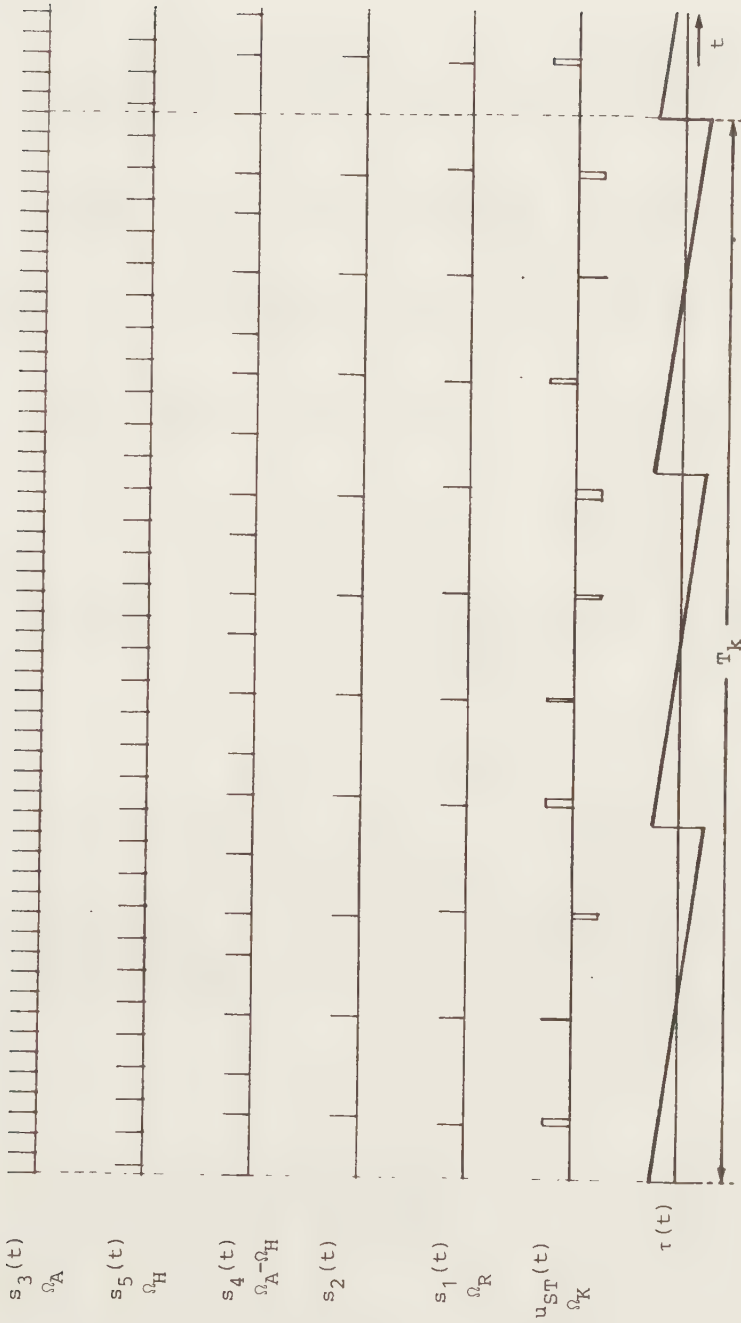


Bild 7.4:

Signalverläufe an verschiedenen Punkten des zweistufigen Vielkanaloszillators nach Bild 7.2 bei Abwärtsmischung (Beispiel: $\omega_A = 53 \text{ } \omega_K$; $\omega_H = 33 \text{ } \omega_K$; $\omega_R = 10 \text{ } \omega_K$)

Für $u_{ST}(t)$ wird eine Fourier-Analyse durchgeführt. Die niedrigste mögliche Störfrequenz (Ω_K) bestimmt die Integrationsgrenzen. Das Zeitintervall wird derart gewählt, daß gilt:

$$u_{ST}(-t) = -u_{ST}(t)$$

Die Impulsfolge wird symmetrisch zu $t = 0$, es liegen $x = 10$ Impulse im Zeitraum T_K . Die Wahl der Abtastzeitpunkte T_{n1} ist abhängig von z . Ist z ungerade, wird der Zeitpunkt $t = 0$ symmetrisch zwischen zwei Abtastzeitpunkte gelegt.

$$T_{n1} = \frac{2n+1}{2} T_R \quad \text{für } \frac{z+1}{2} \in \mathbb{N} \quad (7.6a)$$

Für gerade z fällt der Zeitpunkt $t = 0$ mit einem Abtastzeitpunkt zusammen.

$$T_{n1} = n T_R \quad \text{für } \frac{z}{2} \in \mathbb{N} \quad (7.6b)$$

Die Zeitpunkte der negativen Flanken von $u_{ST}(t)$ werden durch den Störer bestimmt

$$T_{n2} = T_{n1} - \frac{2\pi}{\Omega_A} \left| \frac{z}{T_K} T_{n1} \right|_* \quad (7.7)$$

mit

$$\left| a \right|_* = a - \text{integer} \{ a + 0.5 \text{sgn}(a) \}$$

Damit ist sichergestellt, daß die Abtastzeitpunkte nicht mit einem Sprung der Störfunktion zusammenfallen.

Das pulsdauermodulierte Signal $u_{ST}(t)$ am Phasendiskriminatorausgang hat die Amplitude $\hat{U}_0 = 2\pi K_\phi$ (vergleiche Kapitel 3.1). Die komplexen Fourierkoeffizienten lassen sich allgemein wie folgt beschreiben.

$$c_m = -j \frac{\phi}{m} \sum_n e^{-jm\Omega_K T_{n1}} - e^{-jm\Omega_K T_{n2}} \quad (7.8)$$

Die Summation wird für x verschiedene Werte von n ausgeführt. Der Laufindex n nimmt positive und negative Werte an, denn es muß der sägezahnförmige Verlauf der Störung $\tau(t)$ berücksichtigt werden, der für $t = 0$ den Wert Null annehmen muß.

Aufgrund der symmetrischen Anordnung kann Gleichung (7.8) umgeschrieben werden

$$c_m = -j \frac{2K}{m} \sum_{n=0}^4 \cos m \Omega_K T_{n1} - \cos m \Omega_K T_{n2} \quad (7.9a)$$

Für große Verhältnisse $\frac{\Omega_A}{\Omega_K}$ erhält man für die Amplituden des einseitigen Spektrums folgende Näherung:

$$s_m \approx 8\pi K \frac{\Omega_K}{\varphi \Omega_A} \sum_{n=0}^4 \left| \frac{z}{x} \frac{T_{n1}}{T_R} \right| \cdot \sin \frac{2\pi}{x} \frac{T_{n1}}{T_R} m \quad (7.9b)$$

Eine numerische Auswertung der Summe zeigt, daß die maximale Amplitude s_m für $m = z$ auftritt.

Es wird

$$s_{\max} = s_z \approx 2 K \varphi \frac{\Omega_R}{\Omega_A}; \quad x = 10; \quad \Omega_{ST} = z \Omega_K$$

Kritisch ist der Fall $z = 1$; es wird $\Omega_{ST} = \Omega_K$. Damit kann der Störterm mit der Kanalarasterfrequenz wie folgt beschrieben werden:

$$u_{ST}(t) \approx s_1 \sin \Omega_K t; \quad s_1 \approx s_{\max}$$

Bestimmt man wie in Kapitel 3.1 einen Vorfaktor

$$a = \frac{s_1}{K \varphi} \approx 2 \frac{\Omega_R}{\Omega_A} = 2 \cdot x \cdot \frac{\Omega_K}{\Omega_A} \quad (7.9c)$$

so kann der Störer gemäß Abschnitt 3.2 in gleicher Weise behandelt werden. Durch das kleine Frequenzverhältnis $\frac{\Omega_K}{\Omega_A}$ kommt a in die gleiche Größenordnung wie 2φ im Falle der einfachen Anordnung nach Gleichung (3.8a). Eine exakte Analyse dieser speziellen Anordnung ($x = 10$) findet man in [39].

7.3 Übertragungsfunktion und Sprungantwort des gekoppelten Systems

Im folgenden soll für einen zweistufigen Vielkanaloszillator, wie er in Bild 7.2 dargestellt ist, das Einschwingverhalten nach einem Frequenzwechsel bestimmt werden. Es wird zunächst die Übertragungsfunktion im Laplace-Bereich aufgestellt. Dazu wird der Mischer linearisiert. Die Ausgangsphasen der beiden Schleifen werden im Mischer subtrahiert beziehungsweise addiert. Die Regelkreise werden durch die hochfrequenten linearisierten Modelle, wie in Kapitel 2 beschrieben, ersetzt (Bild 7.5).

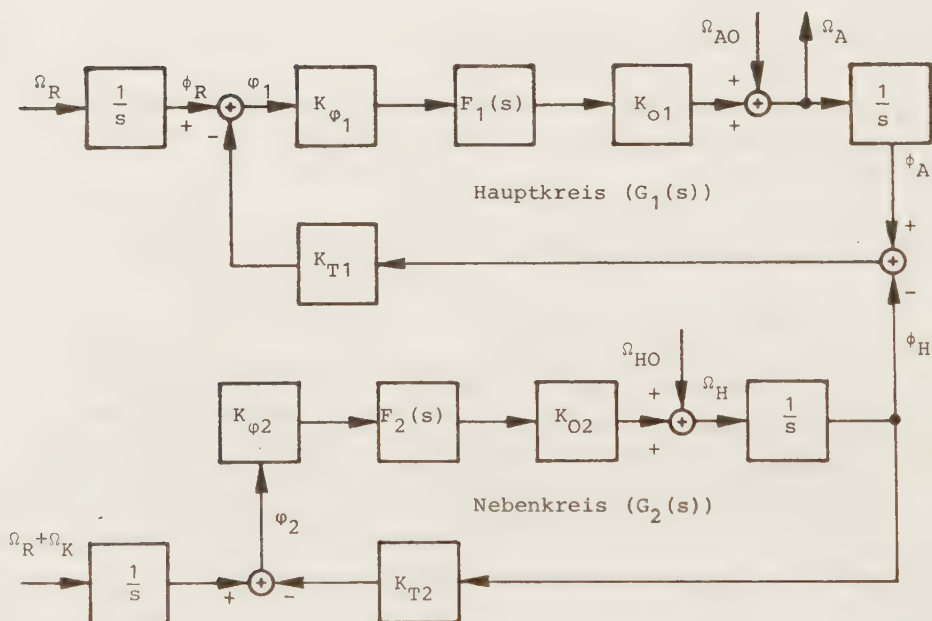


Bild 7.5: Hochfrequentes linearisiertes Modell einer zweistufigen Regelschleife und Abwärtsmischung

Es gelten folgende Beziehungen für die Abweichungen vom synchronisierten Zustand:

$$\Omega_{AO} = \Omega_{HO} \stackrel{!}{=} 0$$

$$\Omega_A(s) = K_{\varphi 1} K_{O1} F_1(s) \varphi_1(s) \quad (7.10)$$

$$\phi_A(s) = \frac{1}{s} \Omega_A(s)$$

$$\varphi_1(s) = \phi_R(s) - K_{T1} (\phi_A(s) - \phi_H(s)) \quad (7.11)$$

$$\phi_H(s) = K_{\varphi 2} K_{O2} F_2(s) \varphi_2(s) \frac{1}{s} \quad (7.12)$$

$$\varphi_2(s) = \frac{1}{s} (\Omega_R(s) + \Omega_K(s)) - K_{T2} \phi_H(s) \quad (7.13)$$

Setzt man

$$G_{O1}(s) = K_{\varphi 1} K_{O1} K_{T1} F_1(s) \frac{1}{s} \quad (7.14)$$

und

$$G_{O2}(s) = K_{\varphi 2} K_{O2} K_{T2} F_2(s) \frac{1}{s} \quad (7.15)$$

so kann die Ausgangsfrequenz Ω_A wie folgt beschrieben werden:

$$\Omega_A(s) = \frac{1}{K_{T1}} \frac{G_{O1}(s)}{1+G_{O1}(s)} \Omega_R(s) + \frac{1}{K_{T2}} \frac{G_{O1}(s)}{1+G_{O1}(s)} \frac{G_{O2}(s)}{1+G_{O2}(s)} (\Omega_R(s) + \Omega_K(s)) \quad (7.16)$$

Mit $\frac{1}{K_{T1}} = M$, $\frac{1}{K_{T2}} = N$ und $G_n(s) = \frac{G_{On}(s)}{1+G_{On}(s)}$

erhält man die folgende übersichtliche Gleichung für die Ausgangsfrequenz

$$\Omega_A(s) = M G_1(s) \Omega_R(s) + N G_1(s) G_2(s) (\Omega_R(s) + \Omega_K(s)) \quad (7.17)$$

Führt man den Grenzübergang $\lim_{s \rightarrow 0} \Omega_A(s)$ durch, so wird für den eingeschwungenen Zustand das Bildungsgesetz für Abwärtsmischung gemäß Gleichung (7.2a) bestätigt.

Für die Aufwärtsmischung wird in dem obigen Ansatz Gleichung (7.11) durch

$$\varphi_1(s) = \phi_R(s) - K_{T1} \{ \phi_H(s) + \phi_A(s) \} \quad (7.18)$$

ersetzt. Bildet man die Differenz der Anteile in Gleichung (7.17), so erhält man die Laplace-Transformierte für diese Anordnung.

Um das System, das mit Gleichung (7.17) beschrieben wird, mit der einstufigen optimalen Anordnung vergleichen zu können, werden Frequenzsprünge von der Größe des Kanalarasterabstandes betrachtet, d.h. Ω_A soll um Ω_K geändert werden.

Aus Gleichung (7.2a) entnimmt man, daß bei Abwärtsmischung für einen einfachen Frequenzwechsel $(M+N)$ konstant bleiben muß. Daraus folgt:

$$\Delta N = -\Delta M$$

Gleiche Überlegungen führen zu der Bedingung

$$\Delta N = +\Delta M$$

für eine Aufwärtsmischung.

Die Übertragungsfunktion für die Ausgangsfrequenzänderung lautet für beide Mischungen

$$\Delta \Omega_A(s) = \Delta N G_1(s) G_2(s) (\Omega_R(s) + \Omega_K(s)) - \Delta N G_1(s) \Omega_R(s) \quad (7.19)$$

Für einen Wechsel von einer Ausgangsfrequenz auf die des Nachbarkanals wird $\Delta N = 1$. Da die Referenzfrequenzen Ω_R und $(\Omega_R + \Omega_K)$ phasenstarr miteinander verbunden sind, kann auch hier die Änderung des Teilerfaktors durch einen Sprung um Ω_K der Referenzfrequenz Ω_R mit äquivalenter Sprungantwort $\Delta\Omega_A(t)$ ersetzt werden.

Normiert man $\Delta\Omega_A$ auf $\Delta N \cdot \Omega_K$, so lautet die Sprungantwort mit $\Omega_R = x \cdot \Omega_K$

$$Y(s) = \frac{\Delta\Omega_A(s)}{\Omega_K} = \frac{(1+x)}{s} \cdot G_1(s) G_2(s) - \frac{x}{s} \cdot G_1(s)$$

$\bullet$
 $\downarrow$
 $\circ$

$\Delta N=1$

(7.20)

$$Y(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \{ (x+1) G_1(s) G_2(s) - x G_1(s) \} \right\}$$

Vorausgesetzt ist dabei, daß sich das System vor dem Sprung im synchronisierten Zustand befindet, d.h. alle Anfangsbedingungen sind Null.

Im Laplace-Bereich werden die beiden Teilsysteme entsprechend Kapitel 2 durch ein konjugiert komplexes Polpaar und einen zusätzlichen reellen Pol beschrieben.

$$G_1(s) = K_1 \frac{T_{11}}{T_{12}} \frac{1}{\sigma_1 T_{11} + (T_{11}s)} \cdot$$

$$\cdot \frac{1 + (T_{11}s)}{(\omega_{01} T_{11})^2 + 2D_1 \omega_{01} T_{11} (T_{11}s) + (T_{11}s)^2}$$

(7.21)

$$\begin{aligned}
 G_2(s) &= K_2 \frac{T_{21}}{T_{22}} \frac{1}{\sigma_2 T_{21} + (T_{21}s)} \cdot \\
 &\quad \cdot \frac{1 + (T_{21}s)}{(\omega_{02} T_{21})^2 + 2D_2 \omega_{02} T_{21} (T_{21}s) + (T_{21}s)^2} \\
 &= K_2 \frac{T_{21}}{T_{22}} \left(\frac{T_{11}}{T_{21}} \right)^2 \frac{1}{\sigma_2 T_{11} + (T_{11}s)} \cdot \\
 &\quad \cdot \frac{\frac{T_{11}}{T_{21}} + (T_{11}s)}{(\omega_{02} T_{11})^2 + 2D_2 \omega_{02} T_{11} (T_{11}s) + (T_{11}s)^2} \\
 &\quad (7.22)
 \end{aligned}$$

Um die Rücktransformation in den Zeitbereich durchzuführen, wird für Gleichung (7.20) mit (7.21) und (7.22) eine Partialbruchzerlegung durchgeführt. Formal lassen sich die beiden Teilfunktionen wie folgt beschreiben.

$$(x+1) \frac{1}{s} G_1(s) G_2(s) = A_1^* \sum_v \frac{\text{Res}_{1v}}{(T_{11}s) - (T_{11}s)_{\infty v}} \quad (7.23)$$

und

$$x \frac{1}{s} G_1(s) = A_2^* \sum_{\mu} \frac{\text{Res}_{2\mu}}{(T_{11}s) - (T_{11}s)_{\infty \mu}} \quad (7.24)$$

mit folgenden Abkürzungen

$$A_1^* = (x+1) K_1 K_2 \frac{T_{11}}{T_{12}} \frac{T_{21}}{T_{22}} \left(\frac{T_{11}}{T_{21}} \right)^2$$

$$A_2^* = x K_1 \frac{T_{11}}{T_{12}} \quad .$$

Die Sprungantwort lautet

$$\begin{aligned}
 Y\left(\frac{t}{T_{11}}\right) = & A_1^* \text{Res}_{10} - A_2^* \text{Res}_{20} \\
 & + (A_1^* \text{Res}_{11} - A_2^* \text{Res}_{21}) e^{-\sigma_1 T_{11} \frac{t}{T_{11}}} \\
 & + 2 \{ (A_1^* \text{Re}\{\text{Res}_{12}\} - A_2^* \text{Re}\{\text{Res}_{22}\}) \cos(\sqrt{1-D_1^2} \omega_{01} T_{11} \frac{t}{T_{11}}) \\
 & + (A_1^* \text{Im}\{\text{Res}_{12}\} - A_2^* \text{Im}\{\text{Res}_{22}\}) \sin(\sqrt{1-D_1^2} \omega_{01} T_{11} \frac{t}{T_{11}}) \} e^{-D_1 \omega_{01} T_{11} \frac{t}{T_{11}}} \\
 & + A_1^* \text{Res}_{13} e^{-\sigma_2 T_{11} \frac{t}{T_{11}}} \\
 & + 2 A_1^* \{ \text{Re}\{\text{Res}_{14}\} \cos(\sqrt{1-D_2^2} \omega_{02} T_{11} \frac{t}{T_{11}}) \\
 & + \text{Im}\{\text{Res}_{14}\} \sin(\sqrt{1-D_2^2} \omega_{02} T_{11} \frac{t}{T_{11}}) \} e^{-D_2 \omega_{02} T_{11} \frac{t}{T_{11}}}
 \end{aligned}
 \tag{7.25}$$

Die Auswertung der Gleichung (7.25) wird mit Hilfe eines Rechners durchgeführt. Die Ergebnisse werden im nächsten Abschnitt beschrieben und mit denen der einstufigen Anordnung nach Kapitel 4 verglichen.

7.4 Entwurf mehrstufiger Vielkanaloszillatoren und Vergleich mit der einstufigen Anordnung

Die Kriterien für den Entwurf der zweistufigen Anordnung sind ebenfalls die Einlaufzeit und die Störfreiung. Bei dem einfachen Regelkreis 3. Ordnung treten im Ausgangssignal Störanteile im Abstand Ω_R und Vielfachen dazu auf. Für diese ist T_{10} als Maß für die Störfreiung definiert. Wird nun die Ausgangsfrequenz Ω_A mit einer Hilfsfrequenz Ω_H , die mit einer zweiten Regelschleife erzeugt wird, im Mischer der Schleife 1 (siehe Bild 7.5) umgesetzt, so treten weitere Störanteile auf. Dem Signal ϕ_H ist ein Störer der Frequenz $(\Omega_R + \Omega_K)$ überlagert. Die Amplitude des dominierenden Anteils kann entsprechend Kapitel 3 durch

die Störübertragungsfunktion G_2^1 bestimmt werden und ersatzweise am Summationspunkt des Phasendiskriminators der Schleife 1 eingespeist werden. Dabei ist die Amplitude noch um K_{T1} zu reduzieren. Sie ist kleiner als die des Störers, den der PD bei dem Vergleich mit dem Referenzsignal erzeugt. Somit kann für den Hilfskreis (Schleife 2) eine geringere Störbefreiung T_{20} als die für den Hauptkreis (Schleife 1) geforderte zugelassen werden.

Weiterhin sind die Störanteile, die durch den Mischer erzeugt werden, zu berücksichtigen. Für den digitalen Mischer wurde im Abschnitt 7.2 gezeigt, daß die Subharmonischen zu Ω_R Vielfache der Kanalrasterfrequenz Ω_K sind. Als worst-case-Abschätzung wird Ω_{ST} gleich Ω_K gesetzt.

Mit Gleichung (3.23) und (7.9c) kann eine Aussage über die Größe dieses Störers im Ausgangssignal gemacht werden. Es wurde in Kapitel 7.2 gezeigt, daß die Störanteile bei Ω_R und Ω_K im Ausgangssignal der zweistufigen Anordnung von gleicher Größenordnung sind.

Beim Dimensionieren der zweistufigen Anordnung muß also im wesentlichen die Störbefreiung des Hauptkreises bei der Referenzfrequenz berücksichtigt werden. Eine Betrachtung der Subharmonischen sollte aber in jedem Fall durchgeführt werden, insbesondere wenn ein Phasendiskriminator mit sägezahnförmiger Kennlinie mit Hysterese verwendet wird.

Diese Überlegungen führen zu einem Entwurf, der von der Optimaldimensionierung für den Hauptkreis entsprechend Kapitel 4 ausgeht. In Bild 7.6 sind verschiedene Einschwingvorgänge dargestellt, die mit Gleichung (7.25) berechnet sind. Beide Regelkreise besitzen die Systemparameter der Dimensionierung, die ein Minimum der Einlaufzeit bezogen auf die Störbefreiung liefert. Da für den Nebenkreis ein geringeres T_{20} zugelassen werden kann als für den Hauptkreis (T_{10}), können die Zeitkonstanten des Nebenkreisfilters kleiner werden. Die Schleife regelt Frequenz-

sprünge schneller aus. Es kann ein weiterer Dimensionierungsparameter definiert werden, der diese Eigenschaft berücksichtigt, und zwar das Verhältnis der Zeitkonstanten der PI-Netzwerke bez. -Regler der beiden Kreise. $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ ist der Scharparameter in Bild 7.6. Im Grenzfall $\frac{T_{11}}{T_{21}} \gg 1$ erhält man wieder das einfache System. Ein Vergleich der Einschwingvorgänge in Bild 7.6 für große $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ mit dem der einstufigen Optimaldimensionierung (Bild 4.16) bestätigt diese Annahme.

Eine weitere Schar von Einschwingvorgängen der gekoppelten Regelkreise ist in Bild 7.7 zusammengestellt. Die Schleifen sind nicht mehr optimal ausgelegte Teilsysteme. (Die Dimensionierung erfolgt mit den Werten der Tabelle 4.3 (Spalte (2).) Es wird ebenfalls das Zeitkonstantenverhältnis der beiden Kreise variiert. Auch hier ist eine gute Übereinstimmung zwischen dem einstufigen PLL (Bild 4.17) und der zweistufigen Anordnung für große $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ festzustellen.

Bild 7.6 ist weiterhin zu entnehmen, daß nach einem Frequenzwechsel zunächst eine kräftige Verstimmung der Ausgangsfrequenz stattfindet, die bei einem Verhältnis $\frac{T_{11}}{T_{21}} = 7,5$ noch etwa doppelt so groß ist wie der äquivalente Frequenzsprung selbst. Das ist auf die Überlagerung der beiden Sprungantworten auf Sprünge mit $x \cdot \Omega_K$ beziehungsweise $(x + 1) \Omega_K$ (vergleiche Gleichung (7.20)) zurückzuführen. Das zweite Beispiel verdeutlicht dies. Die Kreise sind nicht optimal ausgelegt, es dominieren die reellen Pole der Übertragungsfunktionen (Gleichung (7.21) und (7.22)). Die resultierende Sprungantwort ist die Differenz der Sprungantworten der Teilsysteme mit den Faktoren x und $(x + 1)$.

Für kleine $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ weisen sie statt der Überhöhung eine Verstimmung mit umgekehrten Vorzeichen auf. Die Überschwinger sind auf eine Anregung des Haupt- durch den Nebenkreis zurückzuführen. Für einen bestimmten Bereich von $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ gibt es eine Beruhigung. Die normierte Einlaufzeit ist deutlich kürzer als die der einstufigen Anordnung.

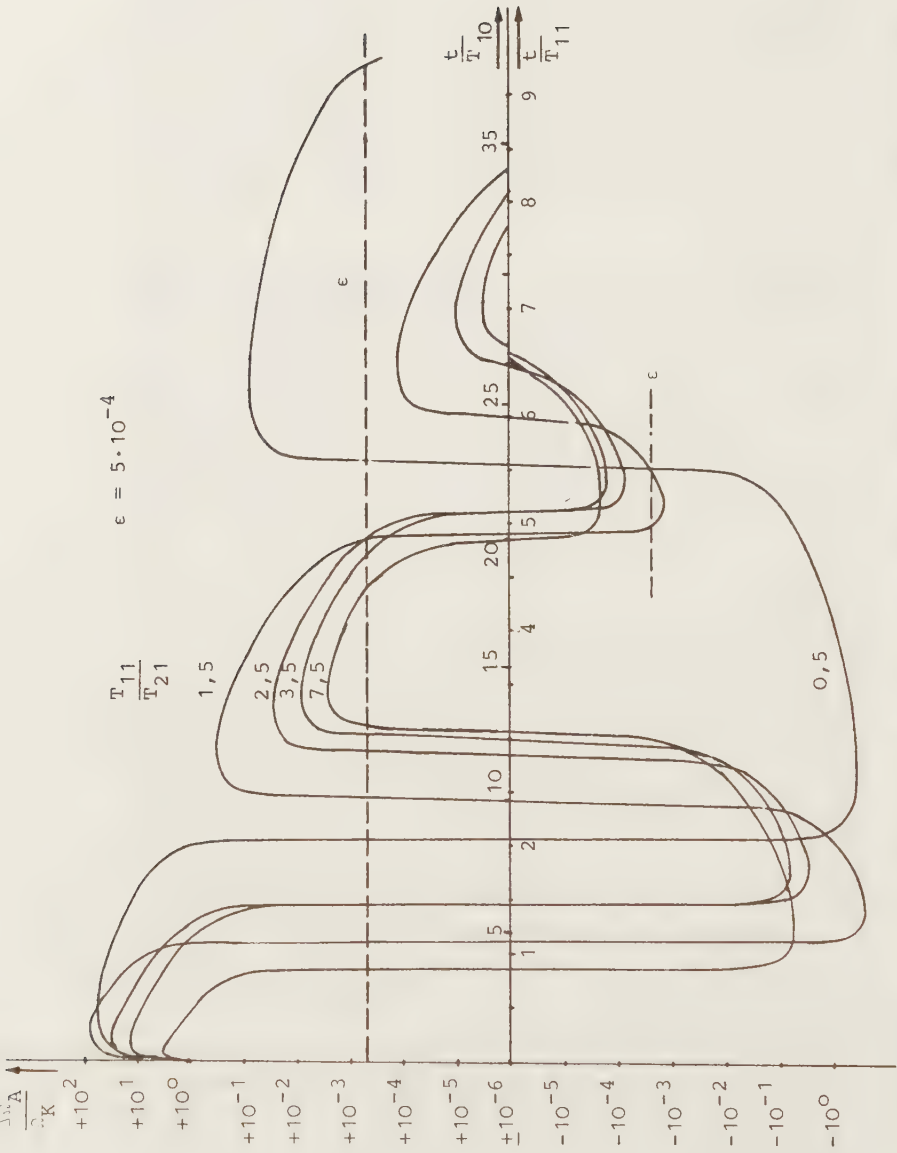


Bild 7.6: Einschwingvorgänge für gekoppelte Regelkreise bei optimal dimensioniertem Haupt- und Nebenkreis

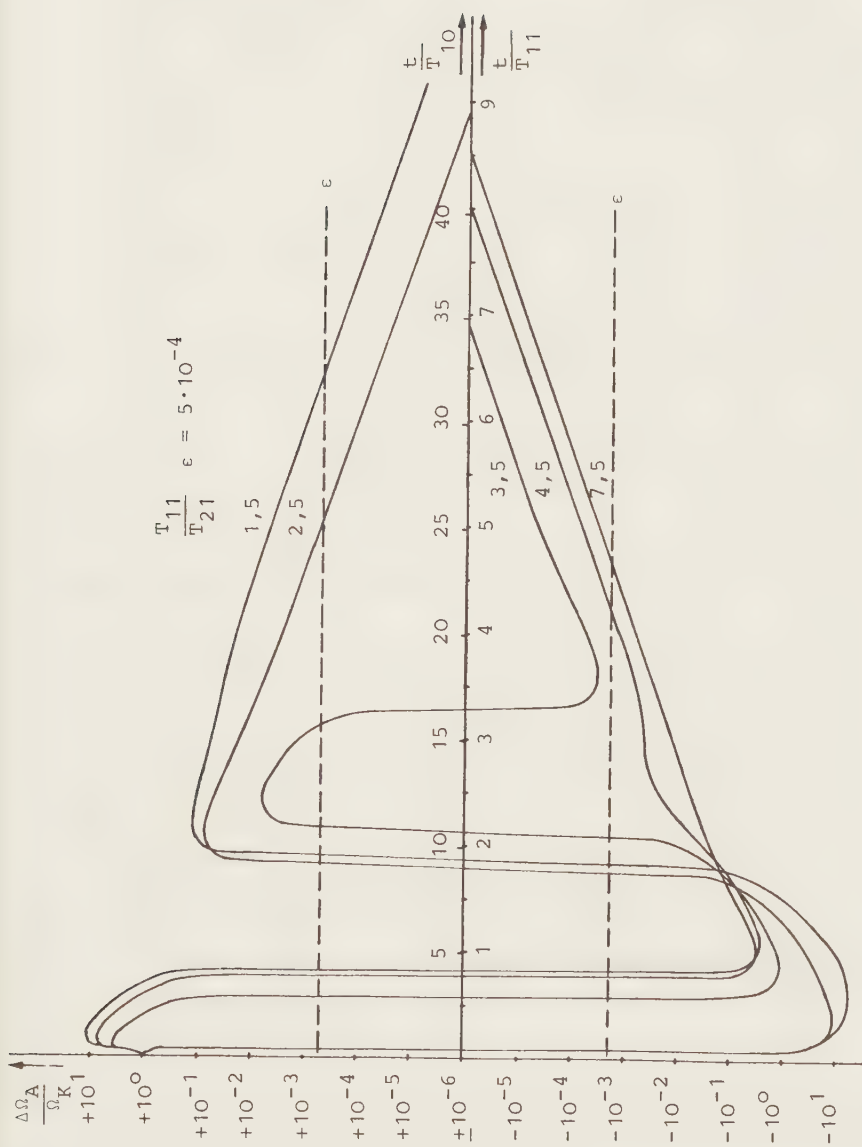


Bild 7.7: Einschwingvorgänge für gekoppelte Regelkreise
Dimensionierung (2) der Tabelle 4.3 für Haupt- und Nebenkreis

Um eine Abschätzung über die eben erwähnten Bereiche der gegenseitigen Beruhigung der Regelkreise bei der Vielzahl der möglichen Dimensionierungen treffen zu können, werden für den Hauptkreis die gleichen Dimensionierungsbeispiele wie in Kapitel 4 gewählt (Tabelle 7.1). Es ist einmal eine Optimalanordnung (a), (b), zum anderen dominiert der reelle Pol der Übertragungsfunktion (c) und schließlich wird das Einschwingverhalten des Hauptkreises durch Eigenfrequenz und Dämpfung bestimmt (d). In den letzten beiden Fällen ist der Hauptkreis nicht optimal dimensioniert. Für den Nebenkreis wird der gleiche Proportionalanteil des PI-Netzwerkes und gleicher Dämpfungsfaktor wie für den Hauptkreis gewählt. Das Zeitkonstantenverhältnis $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ wird variiert. Es verbleibt noch ein weiterer Freiheitsgrad in der Auslegung der gekoppelten Anordnung: das Verhältnis der Grenzfrequenzen von RC- und PI-Glied des Nebenkreises. Die Variation dieses Parameters liefert Dimensionierungen längs Kurven konstanter Dämpfung (vergleiche Bilder 4.1 bis 4.4). In Tabelle 7.1 sind die verschiedenen Parametersätze aufgelistet.

Geht man von der Optimaldimensionierung für den Hauptkreis aus, die das absolute Minimum der normierten Einlaufzeit bei vorgegebenem Proportionalanteil m_1 liefert, so lassen sich für den Nebenkreis bei gleicher Dämpfung Parametersätze finden im oberen oder unteren Bereich der gleichen Kurve $D = \text{const.}$ Das Einschwingverhalten wird im ersten Fall durch den reellen Pol der Übertragungsfunktion und im zweiten durch den konjugiert komplexen Pol bestimmt. In Bild 7.8 sind hierfür die Einlaufzeiten $\frac{t_e}{T_{10}}$ in Abhängigkeit von $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ und $\frac{T_{22}}{T_{21}}$ aufgetragen.

	(a)	(b)	(c)	(d)	
m_1	0,05	0,05	0,1	0,1	Hauptkreis
D_1	0,783	0,783	0,82	0,78	
$\frac{T_{12}}{T_{11}}$	0,154	0,154	0,125	0,125	
$\omega_{01} T_{11}$	2,790	2,790	3,950	1,824	
$\sigma_1 T_{11}$	2,184	2,184	1,622	5,255	
K	2,614	2,614	3,169	2,185	Nebenkreis
m_2	0,05	0,05	0,1	0,1	
D_2	0,783	0,783	0,82	0,78	
$\sigma_2 T_{11} > D \omega_{02} T_{11}$		x		x	
$\sigma_2 T_{11} < D \omega_{02} T_{11}$	x		x		
$\frac{T_{22}}{T_{21}} \min$	0,1	0,1	0,075	0,075	
$\frac{T_{22}}{T_{21}} \max$	0,15	0,15	0,125	0,125	

Tabelle 7.1: Dimensionierungen des zweistufigen Vielkanal-
oszillators

Für kleine $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ erkennt man eine deutliche Abweichung vom monoton fallenden Verlauf. Hier überlagert sich der Einschwingvorsprung des Hauptkreises mit dem des Nebenkreises derart, daß eine deutliche Verlangsamung des Regelvorganges bei gleichzeitiger Verstärkung der Überschwinger stattfindet.

Im Falle der Dimensionierungen nach (c) der Tabelle 7.1 werden diese durch den oberen Bereich der Kurven konstanter Dämpfung beschrieben. Die Kurvenschar weist "Minima" der

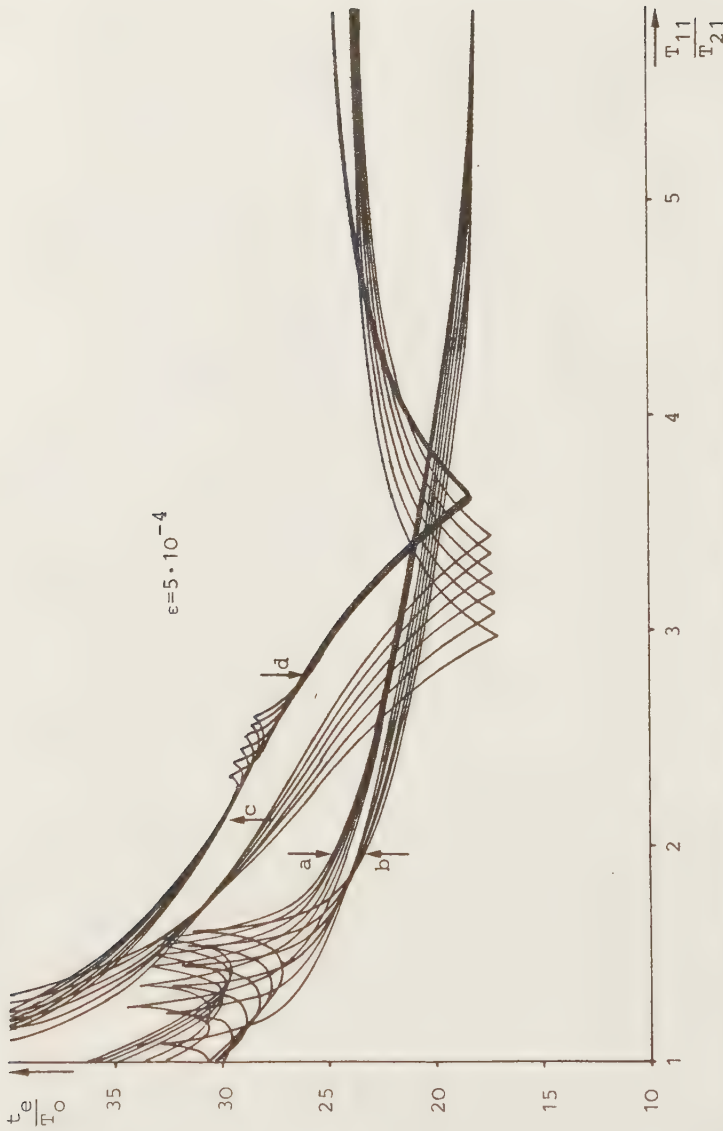


Bild 7.8:

Einlaufzeiten eines zweistufigen Vielkanaloszillators

Dimensionierung der Anordnung: siehe Tabelle 7.1

Pfeile kennzeichnen die Richtung wachsender Verhältnisse $\frac{T_{22}}{T_{21}}$ der jeweiligen Kurvenschar

Einlaufzeit auf. Die Regelung des Hauptkreises wird durch die des Nebenkreises beschleunigt. Es sind die gleichen normierten Einlaufzeiten zu erreichen wie bei der dazugehörigen Optimaldimensionierung. Große Zeitkonstantenverhältnisse $\frac{T_{11}}{T_{21}}$ führen in allen Fällen zu der Einlaufzeit des Einzelkreises nach Kapitel 4. Außerdem ist festzustellen, daß sich zwar die Lage der Minima verschiebt, der Wert aber annähernd konstant bleibt.

Es verbleibt noch die Anordnung, bei der in beiden Kreisen die konjugiert komplexen Pole dominieren. Mit dem Parametersatz (d) der Tabelle 7.1 erhält man Einlaufzeiten, die ebenfalls als Kurvenschar in Bild 7.8 dargestellt sind. Man findet einen Bereich, in dem der Nebenkreis das Regelverhalten des Hauptkreises verlangsamt und außerdem "Minima". Die Einlaufzeit liegt hier deutlich unter der für große $\frac{T_{11}}{T_{21}}$.

Faßt man zusammen, so lassen sich für gekoppelte Kreise aufgrund der Vielzahl unterschiedlicher Dimensionierungen keine exakten Dimensionierungsvorschriften für optimale Sprungantworten festlegen. Ferner sind bei der Auslegung mehrstufiger Anordnungen die gegenüber dem einfachen Regelkreis zusätzlich auftretenden Störanteile zu berücksichtigen.

Weicht man bei der zweistufigen Anordnung von der optimalen Dimensionierung ab zu geringeren Werten des zusätzlich reellen Pols - dieser bestimmt das Einschwingverhalten - und wählt das Zeitkonstantenverhältnis zwischen den Kreisen derart, daß der Regelvorgang des Hauptkreises durch den des Nebenkreises unterstützt wird, so erreicht man Einlaufzeiten, die noch kürzer sind als die der vergleichbaren Einzelanordnung.

Der Vorteil des zweistufigen Vielkanaloszillators gegenüber dem einstufigen liegt in der kurzen Einlaufzeit bei gleicher Störbefreiung. In der einfachen Anordnung muß die

Referenzfrequenz der Kanalarasterfrequenz entsprechen. Bei der zweikreisigen Realisierung wird die Referenzfrequenz um den Faktor x größer als die Rasterfrequenz gewählt; damit können die Filterzeitkonstanten entsprechend reduziert werden.

Der Gewinn der kaskadierten Anordnung (Bild 7.5) gegenüber der einfachen Regelschleife kann durch folgende Überlegung abgeschätzt werden:

Bei gleicher Störfreiung muß der Modulationsindex η in Gleichung (3.22) für beide Regelsysteme gleich sein. Mit K_T und T_O als Größen des einfachen Kreises bez. K_{T1} und T_{10} als die des Hauptkreises der gekoppelten Anordnung gilt mit Gleichung (3.23 a)

$$\frac{\eta}{2} = \frac{1}{K_T} \frac{a}{2(\Omega_K T_O)^2} \stackrel{!}{=} \frac{1}{K_{T1}} \frac{a}{2(\Omega_{ST} T_{10})^2} \quad (7.26)$$

Für den Einzelkreis ist $K_T = \frac{\Omega_K}{\Omega_A}$. Bei der Kaskade werden für die Schleifen ähnliche Kreise verwendet. Mit $M \approx N$ läßt sich $K_{T1} = \frac{1}{M}$ (Gleichung 7.2a) ebenfalls durch ein Frequenzverhältniss ausdrücken.

$$K_{T1} \approx \frac{\Omega_K}{\Omega_A} (1+2x) = \frac{\Omega_R}{\Omega_A} \frac{1}{x} (1+2x) \quad (7.27)$$

Aus Gleichung (7.26) folgt dann

$$\frac{T_O}{T_{10}} = \begin{cases} x\sqrt{1+2x} & \text{für } \Omega_{ST} = \Omega_R \\ \sqrt{1+2x} & \text{für } \Omega_{ST} = \Omega_K \end{cases} \quad (7.28)$$

Die vorherigen Ausführungen haben gezeigt, daß für beide Anordnungen bei optimaler Dimensionierung die gleichen normierten Einlaufzeiten erreicht werden.

$$\frac{t_e}{T_O} = \frac{t_{e1}}{T_{10}} = \text{const.}$$

Daraus folgt eine Verkürzung der Einlaufzeit t_{e1} gegenüber t_e um den jeweils gültigen Faktor gemäß Gleichung (7.28).

8. Zusammenfassung

Für Vielkanaloszillatoren nach dem Prinzip der indirekten Frequenzsynthese wird in der vorliegenden Arbeit ein allgemeines linearisiertes Basisbandmodell entwickelt. Es wird die Reaktion des Regelkreises auf deterministische Störer, die durch den Phasendiskriminator erzeugt werden, untersucht und daraus ein Maß für die Störfreiung des Ausgangssignals abgeleitet. Mit den Randbedingungen guter Störunterdrückung und schneller Kanalumschaltzeit wird eine Optimierung des Regelkreises durchgeführt, und es werden Vorschriften für die Dimensionierung im Optimum angegeben.

Für die Beschreibung des Vielkanaloszillators wird üblicherweise ein Modell in analoger Technik benutzt. Bei Verwendung digitaler Bausteine für den Phasendiskriminator und den programmierbaren Frequenzteiler können schnelle Regelkreise realisiert werden, deren Einschwingverhalten aber nicht mehr dem des analogen Modells entspricht. Ursache ist eine nichtlineare Kennlinie für den digitalen Phasendiskriminator, die angegeben wird, und es werden Grenzen für ihre Linearisierung mit einem konstanten Abschwächungsfaktor für die Diskriminatorsteilheit aufgezeigt.

Es wird ferner nachgewiesen, daß für den programmierbaren Frequenzteiler, realisiert mit Vor-Rückwärtszählern, die Beschreibung durch ein Proportionalglied ausreichend ist. Die in der Literatur angegebene Darstellung mit zusätzlicher Laufzeit hat sich nicht bestätigt. Die Abhängigkeit der Kreisverstärkung vom Teilerfaktor wird durch Einfügen eines Verstärkers mit nichtlinearer Kennlinie in den Regelkreis beseitigt.

Damit erhält das so korrigierte Basisbandmodell des Vielkanaloszillators allgemeine Gültigkeit, was durch Rechnersimulation und Messergebnisse bestätigt wird.

Um zwei oder mehr Regelschleifen zu einer Kaskade zusammenzuschalten, wird als weiterer Funktionsblock ein Mischer benötigt. In der vorliegenden Arbeit wird eine einfache Realisierung mit Digitalbausteinen vorgestellt und die durch diese zusätzlich auftretenden deterministischen Störer werden analysiert.

Schließlich wird die Beschreibung der einstufigen Regelschleife auf die zweistufige Kaskade übertragen. Es wird gezeigt, daß die Optimierung der einfachen Anordnung auch für den Vielkanaloszillator mit gekoppelten Kreisen gültig ist. Der Gewinn beim Übergang von einem System mit einem PLL auf ein zweistufiges mit entsprechend höherer Referenzfrequenz liegt bei gleicher Störunterdrückung im Ausgangssignal der beiden Systeme in einer deutlichen Verkürzung der Kanalumschaltzeit.

Zur Abstützung der Beschreibung des Vielkanaloszillators durch ein korrigiertes Basisbandmodell werden vergleichende Messungen durchgeführt. Um den Einschwingvorgang nach einer Kanalumschaltung zu ermitteln, muß die Frequenz des Ausgangssignals "punktweise" und mit hoher Genauigkeit ausgemessen werden. Es wird ein rechnergesteuerter Meßaufbau vorgestellt, mit dem bei einer Kanalumschaltzeit von wenigen Millisekunden die Momentanfrequenz mit einer Genauigkeit von $4 \cdot 10^{-7}$ ermittelt werden kann. Die Übereinstimmung zwischen analytischen Ergebnissen, Rechnersimulation und Messung wird nachgewiesen.

9. LITERATURVERZEICHNIS

- [1] Brunk, M.:
Optimales Einschwingen eines Vielkanaloszillators
mit digitalem Phasen-Frequenz-Diskriminator
Zwischenbericht, TU Braunschweig 1973
- [2] Richman, D.:
Color-Carrier Reference Phase Synchronization
Accuracy in NTSC Color Television
Proc. Inst. Radio Engrs. 42 (1954), S. 206-133
- [3] Gardner, F.M.:
Phaselock Techniques
John Wiley & Sons Inc., New York 1966
- [4] Kroupa, V.F.:
Frequency Synthesis
Charles Griffin & Co. Ltd., London 1973
- [5] Brunk, M.:
Einfluß einer zusätzlichen Zeitkonstanten auf die
dynamischen Eigenschaften der Nachlaufsynchroni-
sation
NTZ 27 (1974), S. 346-351
- [6] Brunk, M.; Hinrichs, D.:
Time optimal third order PLL
Proceedings of SSCT 77, Prag, S. 556-560
- [7] Middleton, D.:
An Introduction to Statistical Communication Theory
McGraw-Hill, New York 1960
- [8] Papoulis, A.:
Probability, Random Variables, and Stochastic
Processes
McGraw-Hill, New York 1965

- [9] Sperl, C.:
Aufbau von Phasendiskriminatoren mit verschiedenen
Kennlinien
Diplomarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1976
- [10] Schlitt, H.:
Stochastische Vorgänge in linearen und nichtlinearen
Regelkreisen
F. Vieweg Verlag, Braunschweig 1968
- [11] Lange, F.H.:
Signale und Systeme, Teil 3: Regellose Vorgänge
VEB Verlag Technik, Berlin 1971
- [12] COS/MOS Integral Circuits
Datenbuch RCA/1974
- [13] Jens, J.; Schüßler, H.W.:
A Class of Pulse-Forming Networks
IEEE Trans. on Circuit Theory 12 (1965), S. 296-299
- [14] Schüßler, H.W.:
On the Design of Pulse-Forming Networks
Proceedings of SSCT 68, Prag, 1-37
- [15] Petersen, J.:
Ein Beitrag zum Entwurf von Impulsformern
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 1
hrsg. v. H.W. Schüßler, Erlangen 1966
- [16] Lobenhofer, S.:
Fangverhalten der Nachlaufsynchronisation mit ver-
schiedenen Phasendiskriminatoren.
Diplomarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1975
- [17] Frequency and Time, Counting Measurement Seminar,
Hewlett Packard 1975

- [18] Arnoldt, M.:
Prinzipien kurzzeitstabiler, alterungsarmer Quarz-
oszillatoren
Elektronik 29 (1980), 23; S. 63-66
- [19] Willrodt, M.J.:
Precision Time Interval Measurements Using An
Electronic Counter
Application Note 191, Hewlett Pachard 1976
- [20] Ackermann, I.:
Abtastregelung
Springer-Verlag, Berlin 1972
- [21] Truxel, J.G.:
Entwurf automatischer Regelsysteme
R. Oldenburg, Wien 1960
- [22] Schüßler, H.W.:
Digitale Signalverarbeitung II
Skriptum des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1980
- [23] Forster, H.:
Simulationsprogramme SIMPRO und PLL
Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme, Nr. 45
Hrsg. v. H.W. Schüßler, Erlangen 1981
- [24] Leicht, G.:
Entwurf, Aufbau und Optimierung eines Vielkanal-
oszillators für den KW-Bereich
Diplomarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1977
- [25] Dragotinov, A.; Müller, B.:
Einschwingverhalten und Rauschbandbreite eines Phasen-
regelkreises zweiter Ordnung mit neuartiger Demodulator-
kennlinie
Frequenz Bd. 28 (1974) Nr. 6, S. 170-173

- [26] Oberst, J.F.:
Generalized Phase Comparators for Improved Phase-Locked-Loop Acquisition
IEEE Trans. Commun.Technol. Vol COM-19 (1971),
S. 1142-1148
- [27] Schlitt, H.:
Optimale Dimensionierung eines Folgereglers nach dem Wiener'schen Kriterium
Regelungstechnik Bd. 70 (1962), S. 193-200
- [28] Rey, R.J.:
Automatic Phase Control: Theory and Design
Proc. IRE, Vol. 48 (1960), S. 1760-1771
- [29] Gardner, F.M.:
Charge-Pump Phase-Lock Loops
IEEE Trans. Comm.Technol. Vol. COM 28 (1980),
S. 1849-1858
- [30] Klinger, R.:
Vielkanaloszillatoren hoher Frequenzkonstanz für Funkverbindungen
Frequenz Bd. 25 (1971), 2; S. 30-36
- [31] Klinger, R.:
Schaltungen zur Frequenzaufbereitung
Int.Elektron.Rundschau Bd. 28 (1974), 12; S. 241-245
- [32] Klinger, R.:
Frequenzaufbereitung für mobile und tragbare Funkgeräte mit quarzsparenden Schaltungen
NTG-Fachberichte Bd. 61 (1977), S. 159-162
- [33] Fadrhons, J.:
Blend a wideband PLL
Electronic Design 14 (1976), July, S. 46-51
- [34] Fadrhons, J.:
An investigation of digital frequency synthesizers with phase locked loops
Proceedings of SSCT 77, Prag, S. 561-566

- [35] Trauter, W.H.; Curtis, B.A.:
Cascade phase lock loops for the generation of
harmonic and subharmonic components
Proceedings of Nat. Telemetry Conf. Houston Tex.
1972, S. 32A1-32A6
- [36] Harzer, P.:
Frequenzsynthese in modernen Regelmessplätzen
NZT Bd. 33 (1980), Heft 2, S. 90-94
- [37] de Bellescise, H.:
La Reception Synchrone,
Onde electrique vol. 11 (Juni 1932), S. 234-240
- [38] Gündel, L.:
Aufbau eines Vielkanaloszillators mit zwei Phasen-
regelschleifen
Studienarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1980
- [39] Mauser, W.:
Untersuchungen an mehrstufigen Vielkanaloszillatoren
Hausarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1981
- [40] Richtlinie für die technische Prüfung von Funkanlagen
des nöbL im UKW-Bereich
FTZ 446 R 2023, 1974
- [41] Richtlinie für die technische Prüfung von Funkanlagen
des nöbL im VHF-Bereich
FTZ 446R 2024, 1974
- [42] Sprechfunkanlagen für Funksprechanschlüsse im Netz B2
PTZ 171 R 58, 1980
- [43] Regel, P.:
Untersuchungen der Nachlaufsynchronisation durch
Simulation
Studienarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1977

- [44] Hopf, A.:
Berechnung der Sprungantwort eines Vielkanal-
oszillators unter Berücksichtigung der Laufzeit
Studienarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1979
- [45] Schuberth, R.:
Dimensionierung eines einstufigen Vielkanaloszilla-
tors
Hausarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1981
- [46] Harleß, F.:
Ermittlung der Umschaltzeit eines Vielkanaloszilla-
tors nach einem Frequenzwechsel
Diplomarbeit am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik,
Erlangen 1975

Lebenslauf

7.6.1946	geboren in Hameln
1952 - 1957	Volksschule in Ohlendorf, Kr. Harburg und Hameln
1957 - 1966	Schiller-Gymnasium in Hameln
22.2.1966	Abitur
1966	Praktikum zum Studium der Elektrotechnik bei den AEG-Fabriken, Hameln
1966-1968	Dienstzeit bei der Bundeswehr als Soldat auf Zeit
1968 - 1974	Studium der Elektrotechnik an der Techn. Universität Carolo-Wilhelmina in Braun- schweig
15.8.1974	Abschluß der Diplomhauptprüfung und Diplom- arbeit
1974 - 1975	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Universität Er- langen-Nürnberg
seit 1975	Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Nachrichtentechnik der Universität Er- langen-Nürnberg

Copy-Center 2000
852 ERLANGEN · Obere Karlstr. 30
Tel. 09131-26197